

VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jakub Pochobradský

ID: 106719

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Planární anténní řady pro RFID aplikace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte metodiku návrhu sériových a paralelních anténních řad včetně napájení a impedančního přizpůsobení s aplikací v RFID systémech.

V programu CST Microwave Studio navrhnete anténní řadu, která bude napájena jedním portem. Porovnejte tuto simulaci se simulací dvouportového napájení. U antén analyzujte impedanční přizpůsobení, směrovou charakteristiku, polarizaci a rozložení elektrické intenzity v blízkém poli.

Optimalizujte zvolenou anténní řadu na stacionární elektrické pole nad anténní řadou. Vybranou anténu realizujte, vypočítané parametry ověřte měřeními.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] VITAZ, J.A., BUERKLE, A.M., SARABANDI, K. Closed-loop feed architectures for RCS beam broadening of retro-reflective arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, vol. 59, no. 11, p. 4350-4354.

[2] HORND-DEAN CHEN, YU-HUNG TSAO Low-profile PIFA array antennas for UHF band RFID tags mountable on metallic objects. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, vol. 58, no. 4, p. 1087-1092.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

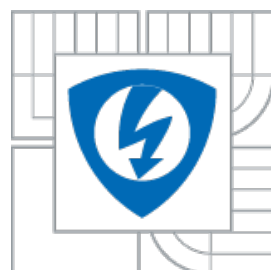
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PLANÁRNÍ ANTÉNNÍ ŘADY PRO RFID APLIKACE

PLANAR ANTENNA ARRAYS FOR RFID APPLICATIONS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAKUB POCHOBRADSKÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ZBYNĚK LUKEŠ, Ph.D.

BRNO, 2013

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem
CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams**
operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem
a státním rozpočtem České republiky.

Tento příspěvek vzniknul za podpory projektu CZ.1.07/2.3.00/20.0007 WICOMT,
financovaného z operačního programu Vzdělávání pro konkurenceschopnost



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Planární anténní řady pro RFID aplikace jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 24. května 2013

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Zbyňku Lukešovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne 24. května 2013

.....
podpis autora

ABSTRAKT

Práce popisuje základní principy radiofrekvenční identifikace, základní vlastnosti flíčkových antén, možnosti jejich napájení a návrh planárních anténních řad. Podrobně jsou probrány možnosti impedančního přizpůsobení. V rámci práce byly realizovány zvolené anténní řady, proběhlo proměření jejich parametrů a srovnání naměřených parametrů s výsledkem simulací.

KLÍČOVÁ SLOVA

RFID, Anténní řady, Flíčková anténa

ABSTRACT

This thesis describes the basic principles of radio frequency identification, basic characteristics of patch antennas, the possibility of their feeding and design of planar antenna series. Are discussed, impedance matching options. The selected antenna arrays were realised, measuring their parameters was down and measured parameters was compared with simulation results.

KEY WORDS

Radio-frequency identification, Antenna arrays, Patch antenna

Obsah

Úvod.....	6
1 Radiofrekvenční identifikace.....	7
1.1 Využití technologie RFID.....	7
1.2 Základní popis RFID.....	7
1.3 Princip funkce.....	8
2 Flíčková anténa s kruhovou polarizací.....	8
2.1 Návrh flíčkové antény.....	9
2.1.2 Simulace v prostředí CST.....	13
3 Sériová anténní řada se dvěma flíčky.....	14
3.1 Impedanční přizpůsobení.....	16
3.1.1 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem.....	16
3.1.2 Přizpůsobení pahýlem.....	20
3.1.3 Přizpůsobení širokopásmovým pahýlem.....	26
4 Sériová anténní řada se třemi flíčky	28
4.1 Impedanční přizpůsobení	29
4.1.1 Impedanční přizpůsobení pomocí pahýlu.....	30
5 Paralelní anténní řada.....	32
5.1 Impedanční přizpůsobení.....	32
6 Anténa s dvouportovým napájením.....	34
6.1 Návrh flíčkové antény s dvouportovým napájením.....	34
6.2 Anténní řada se dvěma flíčky.....	35
6.2.1 Impedanční přizpůsobení.....	38
6.3 Anténní řada se čtyřmi flíčky.....	39
7 Realizované anténní řady.....	41
7.1 Anténní řada se dvěma flíčky přizpůsobená širokopásmovým pahýlem.....	42
7.1.1 Změřené průběhy parametru S_{11}	42
7.1.2 Směrové vyzařovací charakteristiky.....	43
7.2 Anténní řada se třemi flíčky přizpůsobená otevřeným pahýlem.....	48
7.2.1 Změřený průběh parametru S_{11}	48
7.2.2 Směrové vyzařovací charakteristiky.....	50
7.2.3 Odstranění nežádoucích rezonancí.....	53
Závěr.....	55
Reference.....	56
Seznam zkratk a symbolů.....	57

Úvod

Cílem práce bylo navrhnout anténní řady s kruhovou polarizací, s jednoportovým a dvouportovým napájením a porovnat jejich vlastnosti. Nejprve byla navržena jedena anténa typu flíček s uříznutými rohy a podle výsledků simulace byly upraveny její rozměry. Následně byly modelovány anténní řady sestavené z navrženého zářiče a provedeny simulace různých přizpůsobovacích členů. Dále byl proveden návrh antény s dvouportovým napájením tvořené jedním čtvercovým flíčkem a modelovány anténní řady s tímto flíčkem. Pomocí simulací bylo zkoumáno a upravováno rozložení elektrického pole anténních řad. Nakonec byla provedena fyzická realizace zvolených anténních řad a měření parametrů těchto řad.

1 Radiofrekvenční identifikace

Radiofrekvenční identifikace (*Radio Frequency Identification*) je technologie umožňující bezkontaktní identifikaci případně sledování pohybu zboží, osob zvířat nebo věcí. V praxi lze technologii využít k různým účelům.

1.1 Využití technologie RFID

Jedním z příkladů využití RFID technologie je kontrola a omezení přístupu do budov a místností, příkladem takového využití je VUT karta, dále lze technologii využít k elektronickým bezkontaktním platbám buď v on-line režimu, kdy je platební terminál připojen k systému, který celou platbu vyřizuje a samotná karta je jen pasivní identifikátor nebo v off-line režimu, kdy je čip karty vybaven přepisovatelnou pamětí, platební terminál načte informaci o dostupném finančním zůstatku přímo z čipu karty a po provedení transakce ztrhne příslušnou částku a do paměti čipu zapíše nový zůstatek.

RFID se také využívá ke sledování pohybu motorových vozidel, a výpočtu mýtného na zpoplatněných úsecích silnic a dálnic. Dále lze tuto technologii využít ke sledování a záznamu průběhu výroby automobilů nebo jiných velkých zařízení, kdy základní část zařízení (např. podvozek nebo kostra) je opatřena RFID tagem což umožňuje zaznamenávat jednotlivé fáze průchodu výrobní linkou. [5]

Velký rozmach zažívá technologie RFID v případě označování zboží, kde vytlačuje dodnes hojně využívanou technologii čárových kódů. Oproti čárovému kódu má RFID hned několik předností. RFID tag nevyžaduje optický kontakt se čtečkou, takže může být uschován v obalu výrobku, kde je chráněn před poškozením vnějšími vlivy, před zcizením a nechtěnou záměrnou manipulací. Tagy není nutno načítat sériově jako v případě čárového kódu, ale můžou být čteny najednou. Tyto vlastnosti umožňují například sledování pohybu zboží od výrobce až ke koncovému prodejci, zjednodušují logistiku, protože je-li veškeré zboží opatřeno tagy pak stačí naložit požadované zboží na paletu a při výjezdu ze skladu projet čtecím zařízením v podobě brány, které automaticky zaznamená kódy všech tagů zboží naloženého na paletě do skladového informačního systému, stejným způsobem lze do systému zadat naskladněné zboží. Stejným způsobem lze RFID využít při prodeji zboží koncovému zákazníkovi. Stačí projít čtecím rámem a automatická pokladna na základě kódů tagů zboží v nákupním košíku vystaví účet.

Další možností využití technologie RFID je označování zvířat. Tag má formu podkožního implantátu nebo štítku připevněného k uchu zvířete. [4]

1.2 Základní popis RFID

Systém sestává ze dvou hlavních částí. Čtecího zařízení a tagu.

Čtecí zařízení (dotazovač) obsahuje vysokofrekvenční vysílač a přijímač, anténu a řídicí počítač. Anténa bývá obvykle s kruhovou polarizací a slouží jako vysílací i přijímací.

Tag obsahuje RFID čip a anténu (rezonanční obvod). Čip tagu je miniaturní součástka, má rozměry kolem jednoho milimetru a nese informaci ve formě číselného kódu. Existují čipy s pamětí pouze ke čtení, do nichž byla informace uložena při výrobě, ale také existují čipy jejichž paměť lze přepsat několikrát.

Anténa tagu bývá v případě technologie pracující v pásmu dlouhých vln provedena jako

rezonanční obvod sestavený z kondenzátoru a cívky. V případě technologie pracující v pásmu UHF bývá anténa v planárním provedení. Anténa je mnohem rozměrnější než čip, obvykle má délku několik centimetrů a určuje rozměry celého tagu. Existují tagy aktivní, semiaktivní a pasivní. Aktivní tag je zařízení napájené vlastním zdrojem energie, např. akumulátorem, RFID čip v pasivním tagu je napájen energií vř. signálu vysílanou čtecím zařízením, která je zachycena anténou tagu a akumulována v kondenzátoru. Semiaktivní tagy využívají sice energii z akumulátoru k napájení svých obvodů, samotná odpověď je ale realizována pasivním principem. [8]

Mechanismus přenosu energie mezi tagem a čtecím zařízením je v zásadě dvojitý. V případě technologie pracující na dlouhých vlnách je vzdálenost tagu od antény čtecího zařízení výrazně menší než je vlnová délka nosného kmitočtu a jde tak prakticky o dva vázané obvody. V případě technologie pracující v pásmu UHF je vzdálenost tagu od antény čtecího zařízení i několik vlnových délek a uplatňuje se tzv. *backscatter*, což je odraz s rozptylem (s rozptylem proto, že tag neodráží energii jen k anténě z níž byla vyslána, ale i do všech ostatních směrů). [8]

1.3 Princip funkce

Základní popis funkce RFID s pasivním tagem je následující:

Anténa čtecího zařízení vysílá do svého okolí modulovaný nebo nemodulovaný vysokofrekvenční elektromagnetický signál s danou frekvencí. Nachází-li se tag v blízkosti RFID čtečky, začne rezonovat. Tuto rezonanci zachycuje čtecí zařízení jako energii odraženou od tagu. Po nabití akumulačního kondenzátoru tagu začne RFID čip vysílat identifikační sekvenci (začne odpovídat). Při vysílání čip v tagu pulsně moduluje vř pole tak, že střídavě přerušuje a spojuje svůj rezonanční obvod (případně jej zatěžuje a odlehčuje), což se projeví jako kvantitativní změny energie odražené od tagu. Tyto změny jsou zachyceny anténou čtecího zařízení a vyhodnoceny jeho počítačem. [8]

2 Flíčková anténa s kruhovou polarizací

První návrhy flíčkových antén vznikly v padesátých letech dvacátého století, ale větší pozornosti se dočkaly až v sedmdesátých letech. Nejprve byly využívány ve vojenském a kosmickém průmyslu, ale v dnešní době jsou masově využívány i v komerční sféře. Jejich předností je tenký profil, jednoduchá výroba, malé rozměry (dané relativní permitivitou substrátu) a možnost integrovat anténu na desku plošných spojů. Nevýhody spočívají hlavně v nízké účinnosti a malé šířce pásma. Relativní šířka pásma bývá u těchto antén nanejvýš několik málo procent, ale typicky je menší než 1%. [6]

Základem pro flíčkovou (mikropáskovou) anténu je substrát, což je dielektrický materiál potažený kovovou folií. Anténu lze vyrobit podobně jako desku plošných spojů. Motiv antény je vyleptán nebo vyfrézován do kovové fólie. Základními parametry substrátu jsou jeho tloušťka a jeho relativní permitivita. Existuje řada různých substrátů, které lze použít k výrobě flíčkových antén, jejich relativní permitivita se pohybuje v rozsahu 2,2 až 12. Pro návrh flíčkových antén jsou výhodnější tlustší substráty s nižší hodnotou ϵ_r , protože u nich lze dosáhnout vyšší účinnosti a větší šířky pásma, ale za cenu větších rozměrů antény. [6]

Napájení flíčkové antény může být řešeno jako mikropáskové nebo koaxiální. Také lze flíčkový zářič budit nepřímo pomocí jiného zářiče, například šterbiny. Pro vytvoření kruhové, případně též eliptické, polarizace je možno využít například čtvercový flíček s uříznutými

rohy, skoročtvercový flíček nebo eliptický flíček. [6]

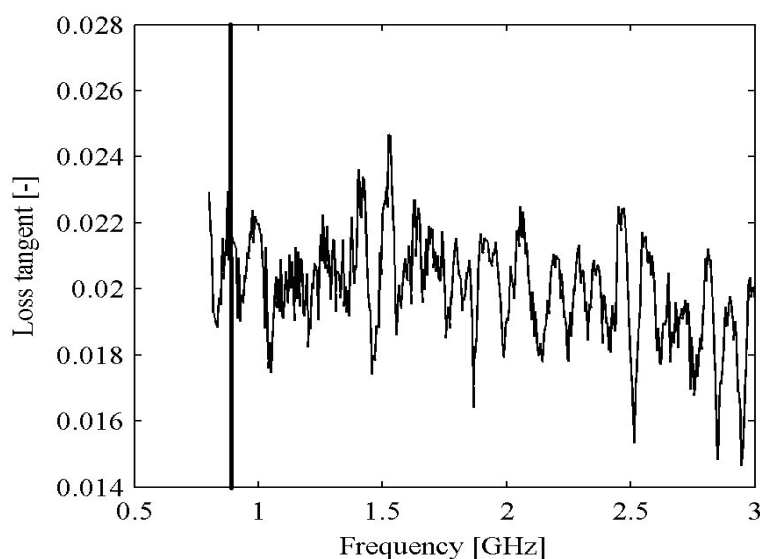
Pro návrh anténní řady byl zadán konkrétní typ planární antény s kruhovou polarizací. Zadaný typ antény je flíček s uříznutými rohy. Navržená anténa rezonuje na kmitočtu 915 MHz a generuje kruhovou levotočivou polarizaci. Anténa byla navržena na substrátu FR4. Tento substrát sice není primárně určen pro návrh vysokofrekvenčních obvodů nebo antén, ale je levný a široce dostupný, což z něj činí alternativní materiál.

2.1 Návrh flíčkové antény

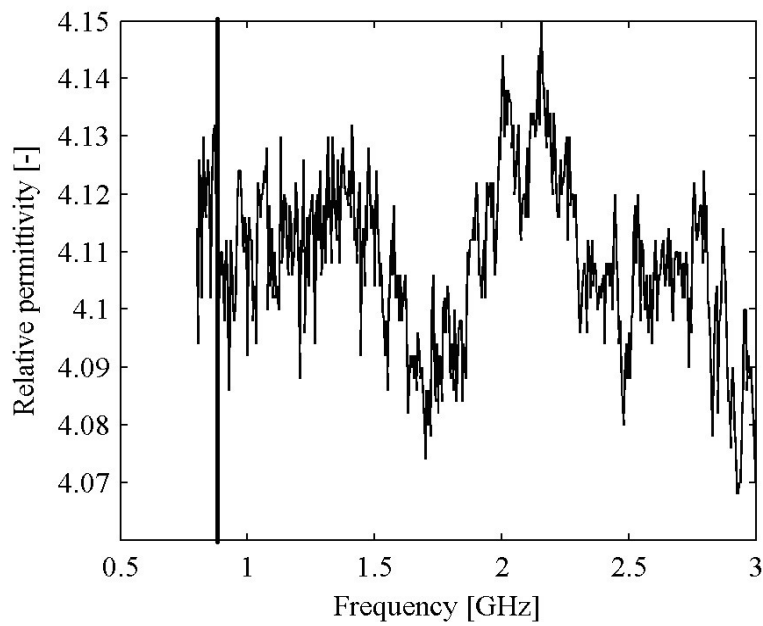
Nejprve byla navržena planární anténa s jedním čtvercovým flíčkem s uříznutými rohy. Tento typ antény generuje kruhovou nebo eliptickou polarizaci. Navržená anténa byla odsimulována v programu *CST Microwave Studio* a její rozměry byly postupně upraveny tak, aby anténa generovala kruhovou polarizaci. V této fázi anténa kmitala na nižším kmitočtu než byl požadovaný kmitočet, proto byly její rozměry zkráceny tak, aby rezonanční kmitočet činil $f_r = 915$ MHz.

Parametry substrátu

Materiál	FR4
Výška substrátu	$h = 1,58$ mm
Tloušťka pokovení	$t = 35\mu\text{m}$
Relativní permitivita	$\epsilon_r = 4,13$
Ztrátový činitel	$tg\delta = 0,023$



Obr. 1 Frekvenční závislost ztrátového činitele substrátu FR4



Obr. 2 Frekvenční závislost relativní permitivity substrátu FR4

Zadaný kmitočet

$$f = 915 \text{ MHz}$$

Odpovídající vlnová délka

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{9,15 \cdot 10^8} = 0,328 \text{ m} = 328 \text{ mm} \quad (1)$$

Efektivní permitivita (dle [6])

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{2 f_r h}{c \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{5,13}{2} + \frac{3,13}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{2 \cdot 915 \cdot 10^6 \cdot 1,58 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^8 \cdot \sqrt{\frac{2}{4,13 + 1}}} \right)^{-\frac{1}{2}} = 4,00$$

Přibližná délka vlny na substrátu

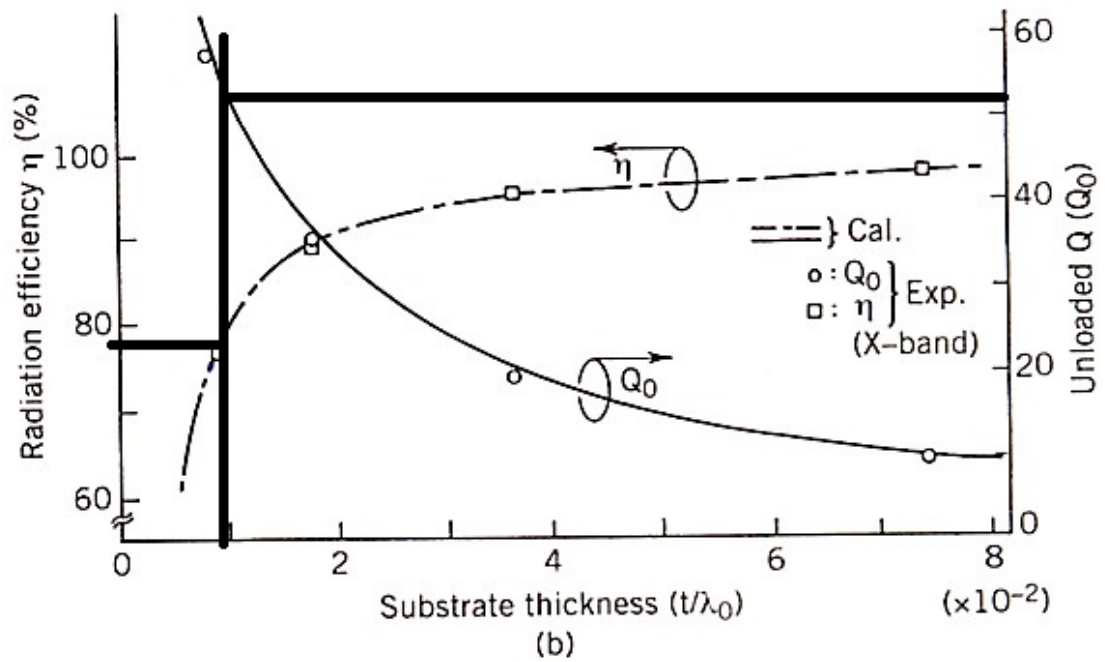
$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{328}{\sqrt{4}} = 164 \text{ mm} \quad (3)$$

Délka strany čtvercového flíčku

$$a = \frac{\lambda}{2} = \frac{163,9}{2} = 82 \text{ mm} \quad (4)$$

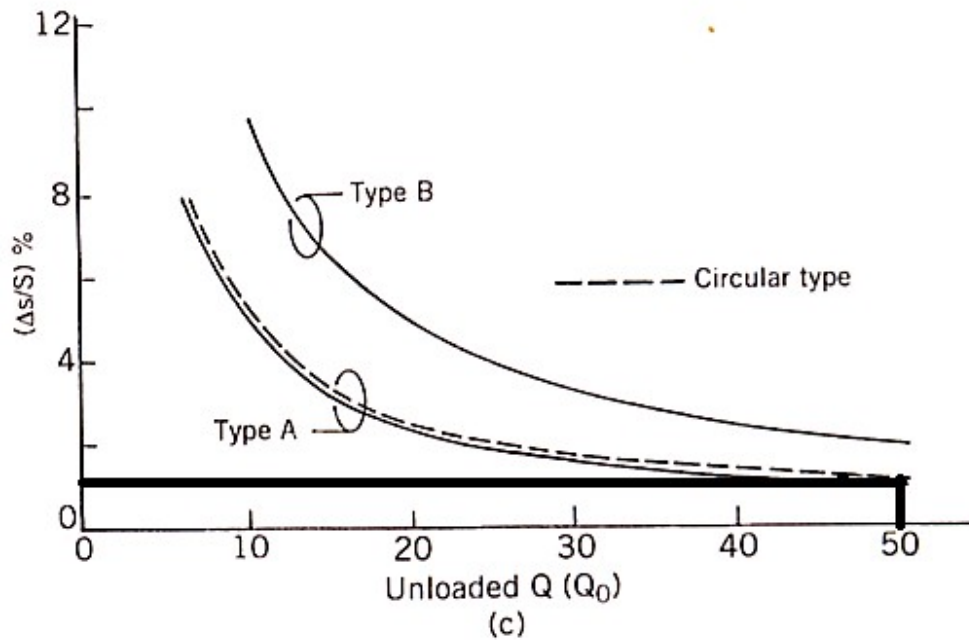
Relativní tloušťka substrátu

$$\frac{h}{\lambda} = \frac{1,58}{164} = 0,0096 \quad (5)$$



Obr. 3 Závislost účinnosti η a činitele jakosti Q_0 na relativní tloušťce substrátu

Z níže uvedených grafů byla odečtena účinnost $\eta = 78\%$ a činitel jakosti $Q_0 = 52$. Následně byl určen poměr plochy uříznutých rohů ku ploše čtverce flíčku $\Delta S/S = 1\%$. Grafy byly převzaty z [7].



Obr. 4 Závislost poměru $\Delta S/S$ na hodnotě činitele jakosti Q_0

Plocha čtverce flíčku $S = a^2 = 81,95^2 = 6716 \text{ mm}^2$ (6)

Plocha odpovídající uříznutým rohům $\Delta S = \Delta S / S \cdot S = 0,01 \cdot 6716 = 67,16 \text{ mm}^2$ (7)

Rozměry uříznutého rohu $c = \sqrt{\Delta S} = \sqrt{67,16} = 8,2 \text{ mm}$ (8)

$a_v = \sqrt{2 \cdot c^2} = \sqrt{2 \cdot 8,2^2} = 11,6 \text{ mm}$ (9)

Šířka napájecího mikropáskového vedení se vypočte ze vztahu (dle [1])

$$w = 1,25 \cdot \left(\frac{5,98 \cdot h}{e^{\frac{Z_0}{87 \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1,41}}}} - t \right) \quad (10)$$

Efektivní permitivita mikropáskového vedení se vypočte ze vztahu (dle [6])

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (11)$$

Vztah (11) platí pouze v případě že $h < w$.

Pro vedení s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ platí podle vztahů (10), (11), (3):

$$w = 1,25 \cdot \left(\frac{5,98 \cdot h}{e^{\frac{Z_0}{87 \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1,41}}}} - t \right) = 1,25 \cdot \left(\frac{5,98 \cdot 0,00158}{e^{\frac{50}{87 \cdot \sqrt{4,13 + 1,41}}}} - 3,5 \cdot 10^{-5} \right) = 2,8 \cdot 10^{-5} \text{ m} = 2,8 \text{ mm}$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{4,13 + 1}{2} + \frac{4,13 - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{1,58}{2,8} \right)^{-\frac{1}{2}} = 3,14$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = \frac{327,8}{\sqrt{3,14}} = 185 \text{ mm}$$

Vztahy (10) a (11) slouží pouze k přibližnému výpočtu a za uvedených podmínek.

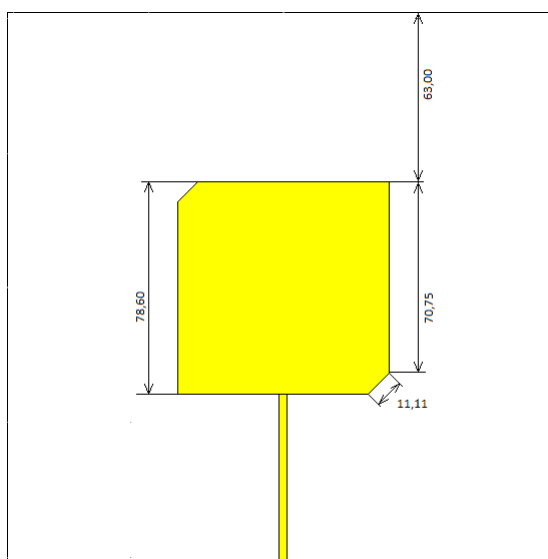
Další možností výpočtu je použití některého webového kalkulátoru. Např. za pomoci *Microstrip Line Calculator* [10] bylo pro vedení s $Z_0 = 50 \Omega$ vypočteno:

$$w = 3,01 \text{ mm}$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = 3,11$$

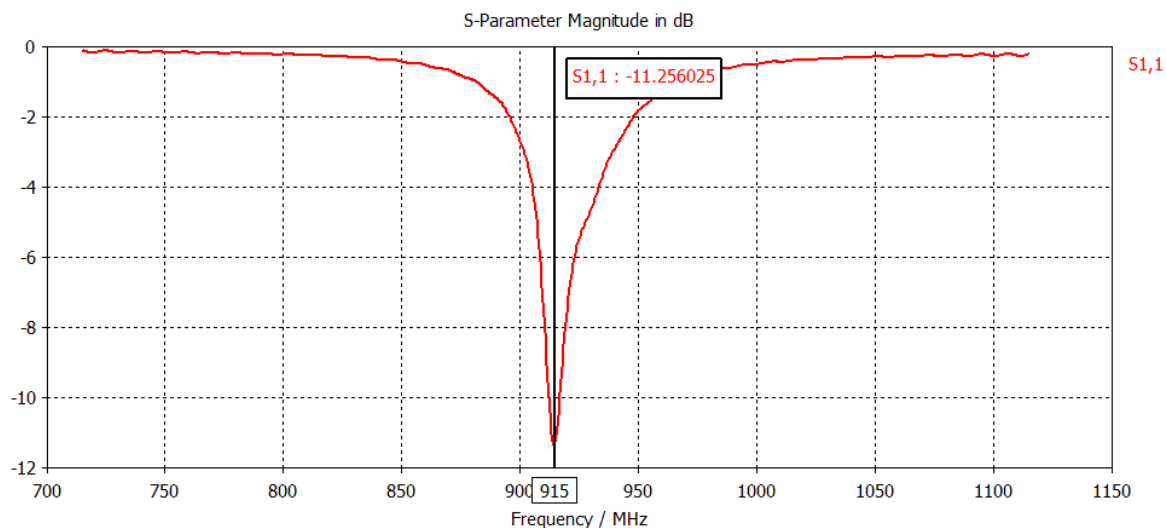
$$\lambda/4 = 46,42 \text{ mm} \Rightarrow \lambda = 185,68 \text{ mm}$$

2.1.2 Simulace v prostředí CST

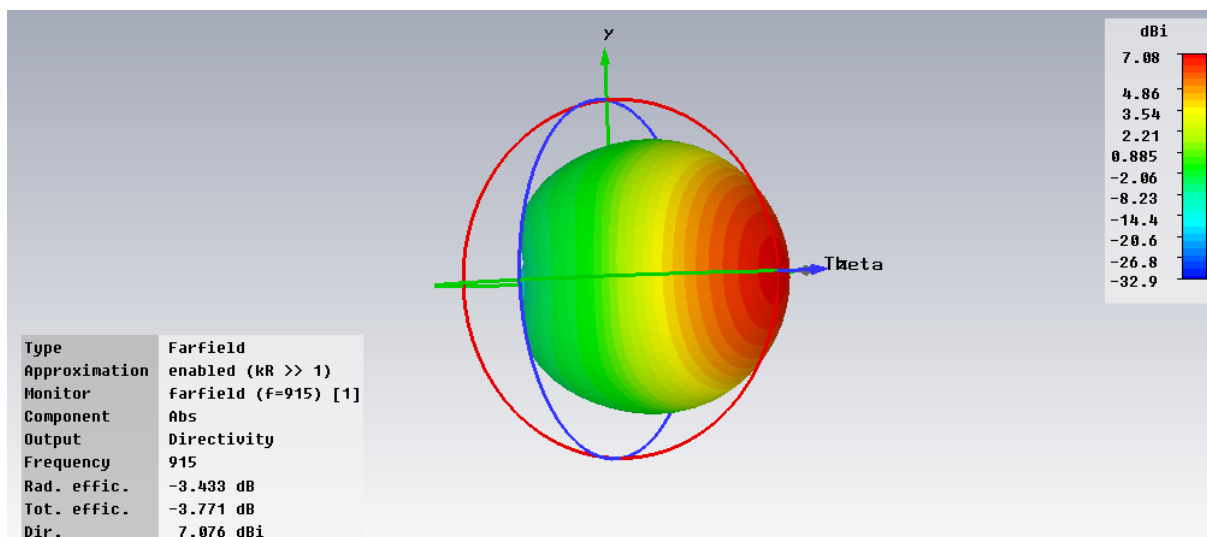


Obr. 5 Anténa s jedním flíčkem s uříznutými rohy a její rozměry po úpravě na $f_r = 915$ MHz

Anténa s vypočtenými rozměry rezonovala na kmitočtu cca 870 MHz. Byla proto zkrácena tak, že délka strany čtverce flíčku činila $a = 78,6$ mm a délka strany vzniklé uříznutím rohu $a_v = 11,11$ mm. Po této úpravě byl rezonanční kmitočet antény $f_r = 915$ MHz a hodnota parametru $S_{11} = -11,2$ dB (určeno na mikropáskovém napáječi s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ dlouhém 63 mm). Činitel směrovosti antény byl 7 dBi, realizovatelný zisk 3,5 dBi. Impedance na hraně flíčku je přibližně 80Ω .



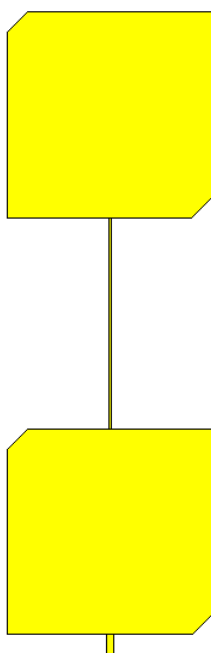
Obr. 6 Průběh činitele odrazu S_{11}



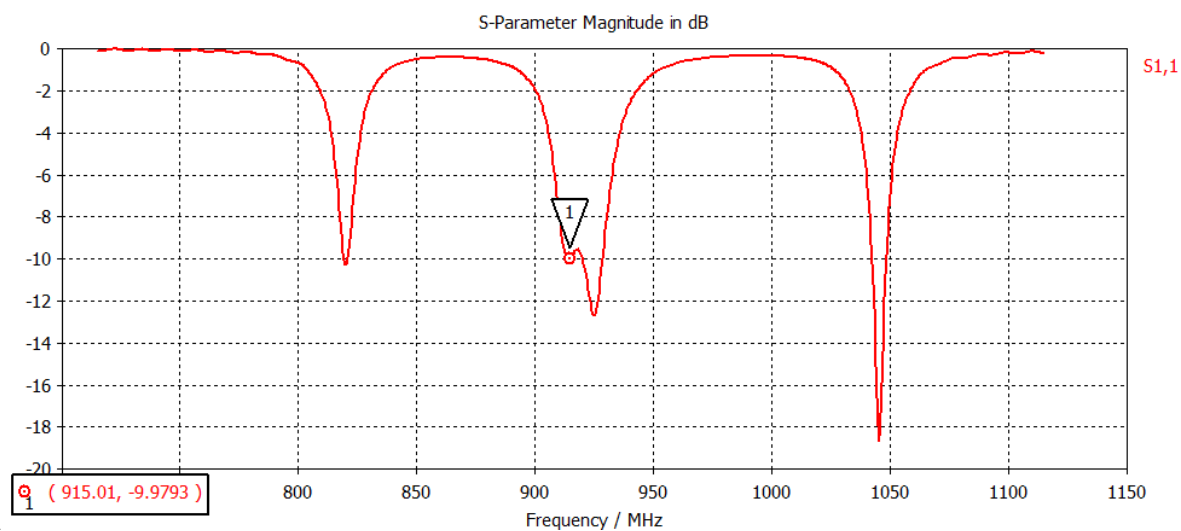
Obr. 7 Směrová charakteristika a osový poměr antény s jedním flíčkem

3 Sériová anténní řada se dvěma flíčky

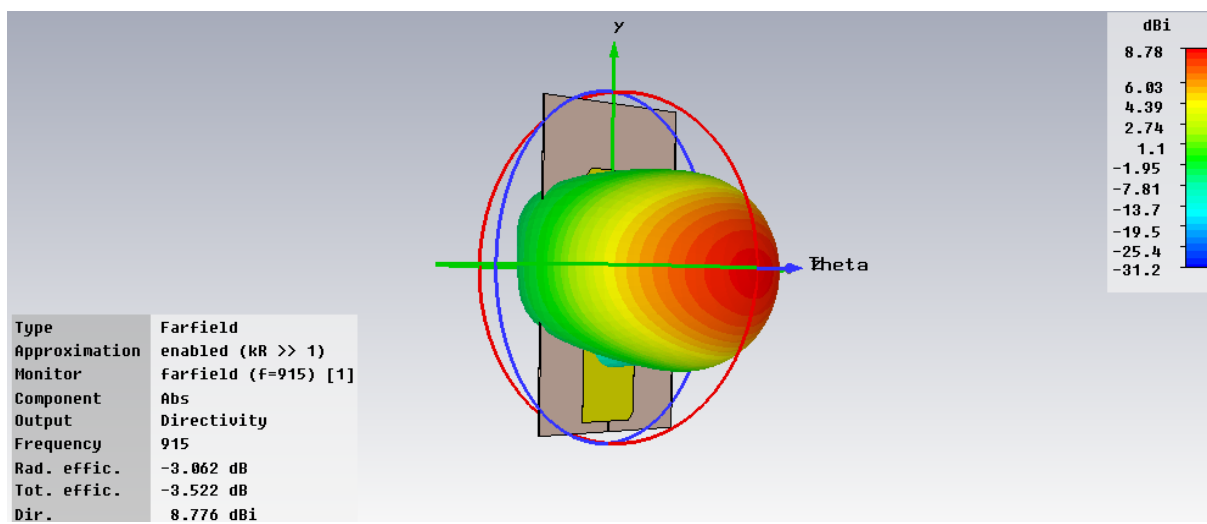
Sériová anténní řada vznikla sériovým spojením dvou schodných flíčků z předchozího návrhu. Flíčky byly spojeny úsekem vedení jehož délka odpovídající vzdálenost mezi flíčky byla upravena tak, aby se zvýšil zisk anténní řady a aby směrová vyzařovací charakteristika měla jen jeden výrazný lalok. Tohoto bylo dosaženo při vzájemné vzdálenosti flíčků 80 mm. Výsledná směrovost anténní řady činila přibližně 9 dBi, realizovatelný zisk byl přibližně 5 dB. Osový poměr byl 7 dB.



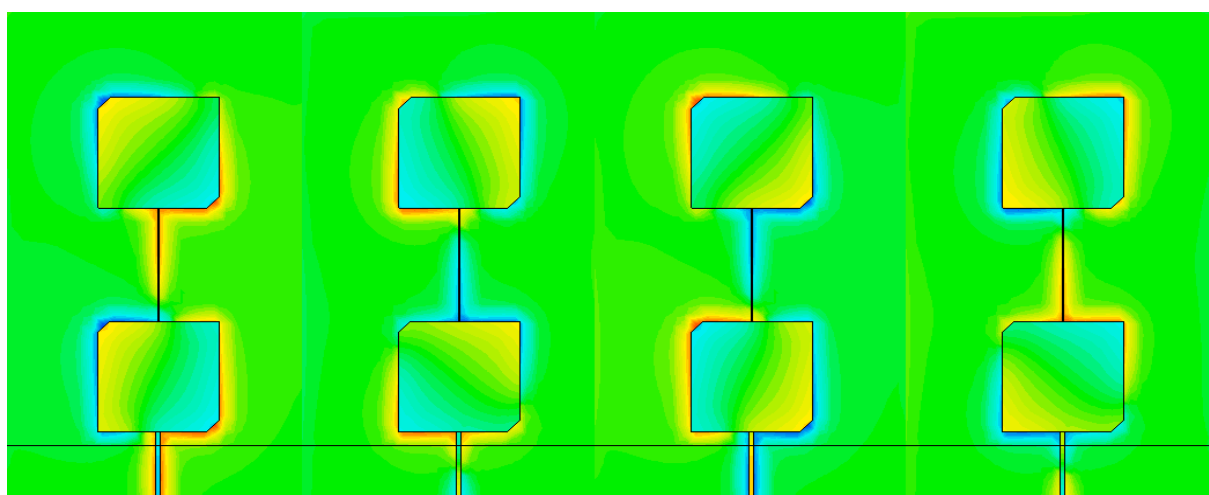
Obr. 8 Anténní řada se dvěma flíčky



Obr. 9 Průběh činitele odrazu S_{11} sériové anténní řady



Obr. 10 Směrová charakteristika sériové anténní řady se dvěma flíčky



Obr. 11 Rozložení elektrického pole (0° , 90° , 180° , 270°)

3.1 Impedanční přizpůsobení

Navržená anténní řada vykazovala na konci 10 mm dlouhého vedení s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ impedanci $Z = 48 + j33 \Omega$, bylo ji tedy nutno přizpůsobit k impedanci zdroje $Z_0 = 50 + j0 \Omega$. K přizpůsobení lze použít čtvrtvlnný transformátor, což je vložený úsek vedení délky $\lambda/4$ nebo pahýl zakončený naprázdno nebo zkratem. Aby bylo možno anténu považovat za přizpůsobenou, musí být hodnota PSV menší než 1,44, čemuž odpovídá hodnota parametru S_{11} menší než -15 dB.

3.1.1 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem

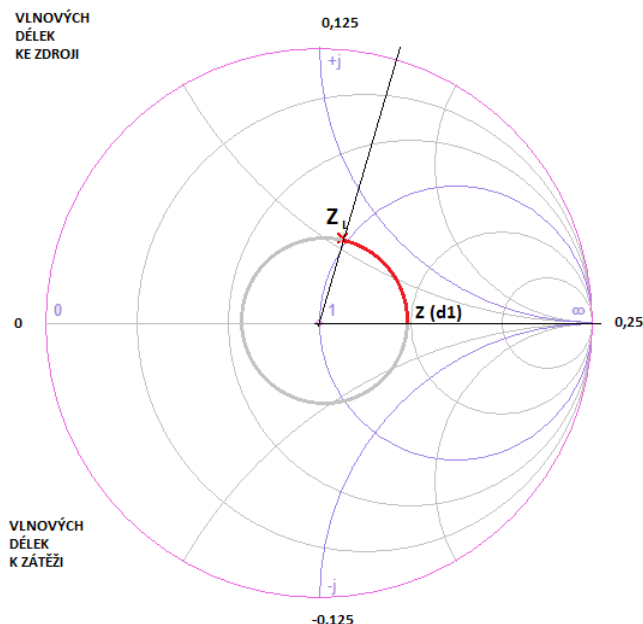
Postup:

Impedance zátěže (antény) se vynese do Smithova diagramu, poté se postupuje z tohoto bodu po kružnici se středem ve středu diagramu ve směru od zátěže ke zdroji do bodu, v němž je imaginární složka impedance nulová (průsečík s reálnou osou). Odečte se odpovídající počet vlnových délek a vypočte se z něj délka úseku vedení mezi zátěží a transformátorem. Dále se odečte impedance v tomto bodě. Délka transformátoru odpovídá čtvrtině délky vlny na pracovním kmitočtu. Charakteristická impedance transformačního úseku vedení se vypočte ze vztahu

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad , \quad (12)$$

kde Z_1 je impedance na vstupu a Z_2 impedance na výstupu transformátoru.

Šířka transformátoru se vypočte ze vzorce (10) pro výpočet šířky mikropáskového vedení.



Obr. 12 Příklad nalezení vzdálenosti mezi čtvrtvlnným transformátorem a zátěží

Pro další výpočty přizpůsobovacích členů byly použity Java applety na webových stránkách www.amanogawa.com [10].

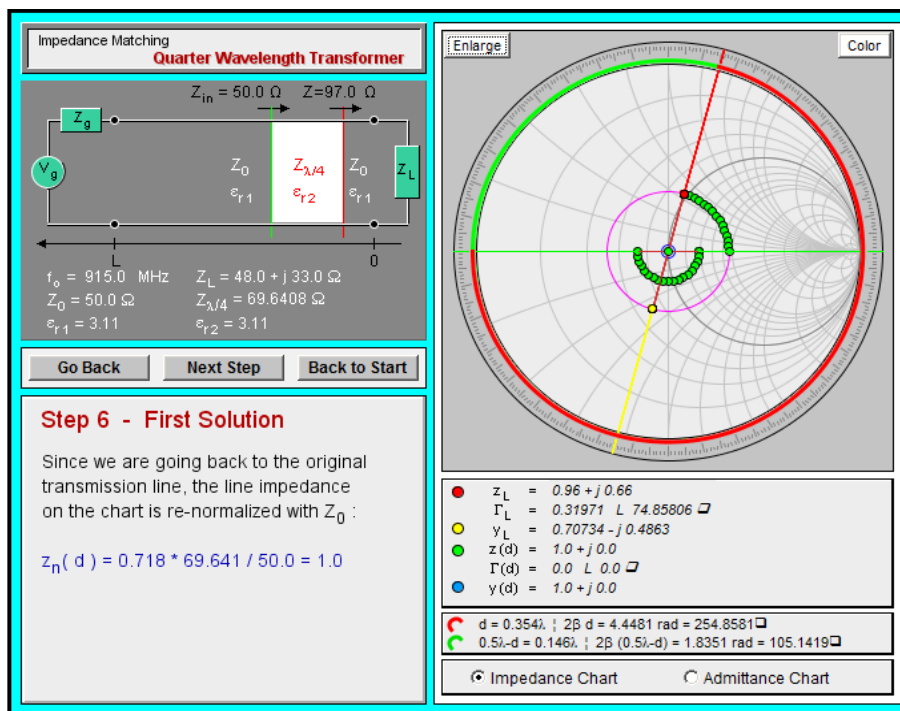
Známe parametry:

Impedance zátěže
Impedance zdroje
Pracovní kmitočet
Efektivní permitivita

$$\begin{aligned}Z_L &= 48 + j33 \, \Omega \\Z_0 &= 50 + j0 \, \Omega \\f &= 915 \, \text{MHz} \\ \epsilon_{\text{reff}} &= 3,11\end{aligned}$$

Výchozí hodnoty – 1. řešení

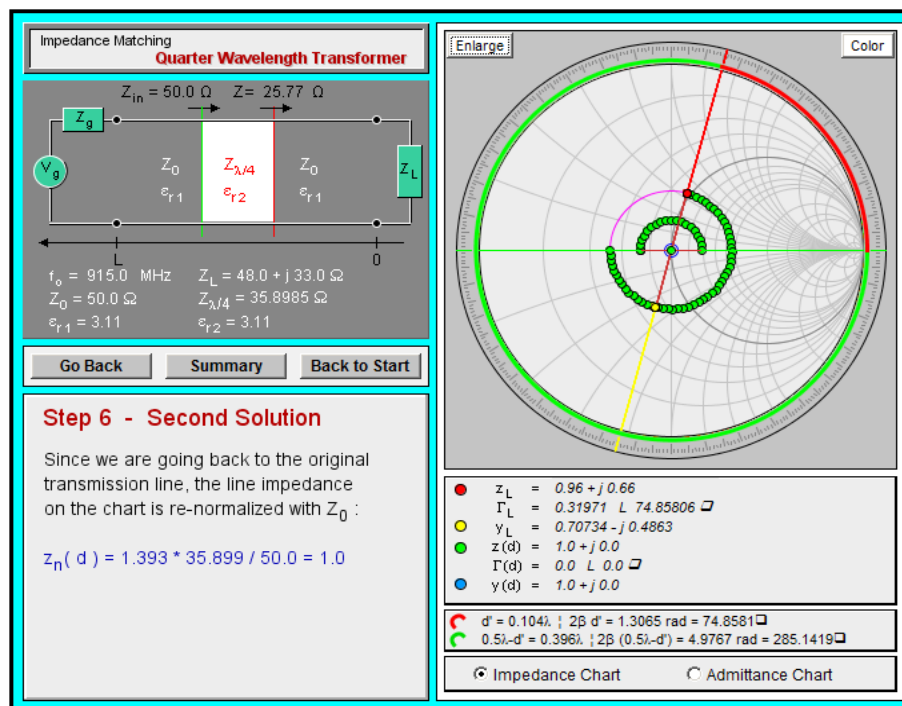
Délka úseku mezi zátěží a transformátorem $d_1 = 0,1040 \lambda = 19,3 \, \text{mm}$
Impedance v tomto bodě $Z(d_1) = 97 \, \Omega$
Impedance transformátoru $Z_t = 70 \, \Omega$
Délka transformátoru $d_t = 47,5 \, \text{mm}$
Šířka mikropásku transformátoru $w_t = 1,7 \, \text{mm}$



Obr. 13 Impedanční přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem 1. řeš. (applet amanogava.com)

Výchozí hodnoty – 2. řešení

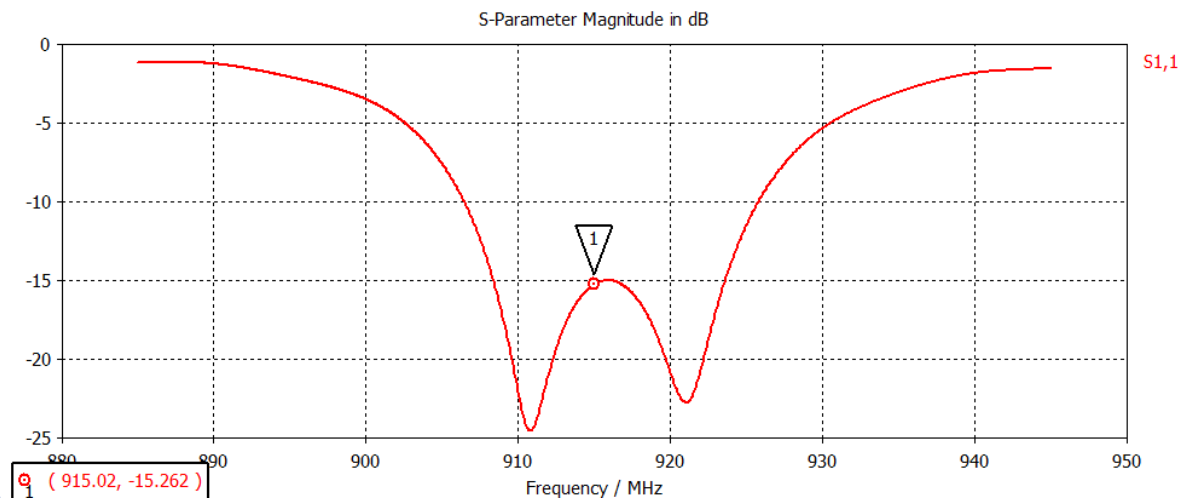
Délka úseku mezi zátěží a transformátorem $d_1 = 0,3549 \lambda = 65,8 \, \text{mm}$
Impedance v tomto bodě $Z(d_1) = 26 \, \Omega$
Impedance transformátoru $Z_t = 36 \, \Omega$
Délka transformátoru $d_t = 45,4 \, \text{mm}$
Šířka mikropásku transformátoru $w_t = 5,2 \, \text{mm}$



Obr. 14 Impedanční přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem 2. řeš. (applet amanogava.com)

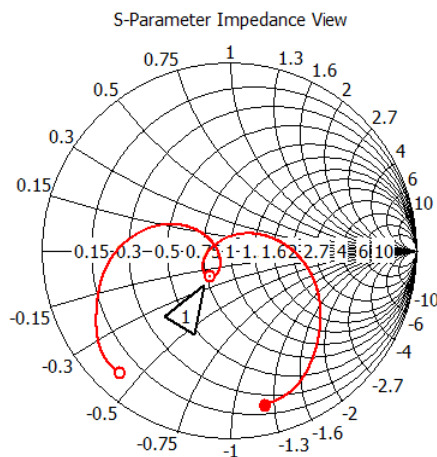
Výsledky simulace

První řešení má na kmitočtu 915 MHz $S_{11} = -15$ dB, a ve dvou minimech na kmitočtech cca 910 MHz a 920 MHz $S_{11} = -23$ dB. Impedance antény na pracovním kmitočtu $f = 915$ MHz činí $Z = 39 - j11 \Omega$.



Obr. 15 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem - Průběh S_{11}

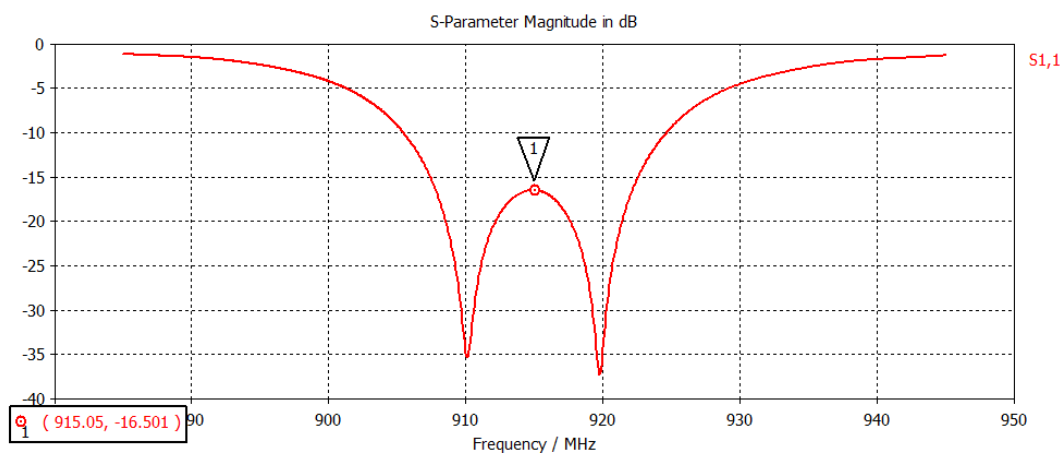
○ 885 (4.03, -22.1) Ohm
● 945 (11.2, -61.5) Ohm
Frequency / MHz



○ 915.019647 (39.016697, -10.898949) Ohm

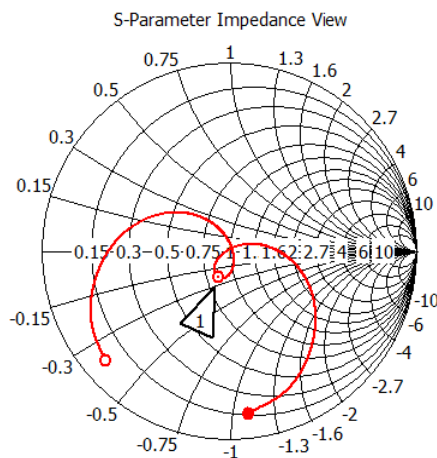
Obr. 16 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem - Průběh S_{11} ve Smithově diagramu

Upravením rozměrů transformátoru bylo dosaženo na pracovním kmitočtu impedance $Z = 43 - j11 \Omega$, $S_{11} = -16,5$ dB. Křivka ve Smithově diagramu opisuje smyčku kolem hodnoty $Z = 50 + j0 \Omega$.



Obr. 17 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem - Průběh S_{11} po úpravě rozměrů

○ 885 (3.75, -18.6) Ohm
● 945 (8.45, -55.5) Ohm
Frequency / MHz



○ 915.053114 (42.742379, -11.960138) Ohm

Obr. 18 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem - Průběh S_{11} ve Smithově diagramu

Upravené rozměry – 1. řešení

Délka úseku mezi zátěží a transformátorem $d_1 = 16,5 \text{ mm}$

Délka transformátoru $d_t = 43,9 \text{ mm}$

Šířka mikropásku transformátoru $w_t = 1,5 \text{ mm}$

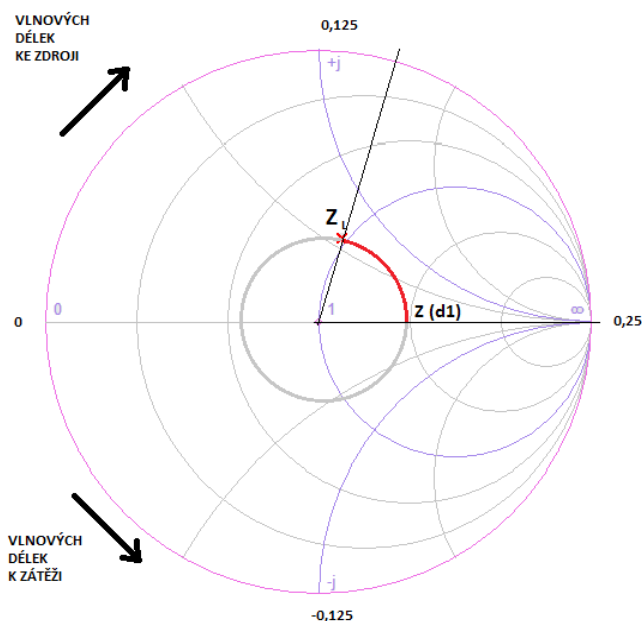
Pro druhé navržené řešení impedančního přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem byla simulací zjištěna impedance na výstupu přizpůsobeného obvodu $Z = 32 + j23 \Omega$ a ani úpravou rozměrů nebylo dosaženo vyhovujícího zlepšení.

3.1.2 Přizpůsobení pahýlem

Postup:

Impedance zátěže (antény) se vynese do Smithova diagramu. Poté se postupuje z tohoto bodu po kružnici se středem ve středu diagramu ve směru od zátěže ke zdroji do bodu, v němž je reálná složka normované admitance rovna jedné (průsečík s kružnicí $Y_n = 1$). Odečte se odpovídající počet vlnových délek a vypočte se z něj délka úseku vedení mezi zátěží a pahýlem. Do tohoto bodu je vložen pahýl, kterým se vykompenzuje jalová složka impedance.

Určí se bod komplexně sdružený, určí se průsečík kružnice jeho susceptance s kružnicí $\text{PSV} = \infty$. Délka pahýlu je pak rovna počtu vlnových délek odečítaných od tohoto bodu směrem k zátěži, do bodu nulové nebo nekonečné admitance podle zakončení pahýlu.



Obr. 19 Příklad řešení impedančního přizpůsobení otevřeným pahýlem ve Smithově diagramu

Pro další výpočty přizpůsobovacích členů byly použity Java applety na webových stránkách www.amanogawa.com [11].

Parametry otevřeného pahýlu

Znamé parametry:

Impedance zátěže

$$Z_L = 48 + j33 \, \Omega$$

Impedance zdroje

$$Z_0 = 50 + j0 \, \Omega$$

Pracovní kmitočet

$$f = 915 \, \text{MHz}$$

Efektivní permitivita

$$\epsilon_{\text{reff}} = 3,11$$

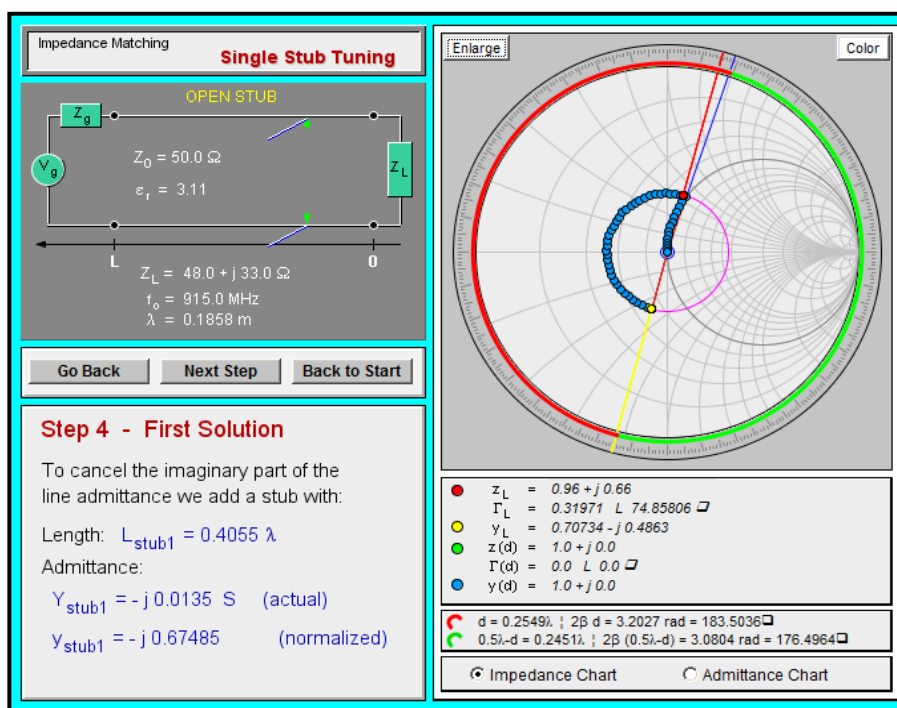
Výchozí hodnoty – 1. řešení

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem

$$d_1 = 0,2548 \, \lambda = 47,35 \, \text{mm}$$

Délka pahýlu

$$L = 0,4055 \, \lambda = 75,34 \, \text{mm}$$



Obr. 20 Impedanční přizpůsobení otevřeným pahýlem 1. řešení (applet amanogava.com)

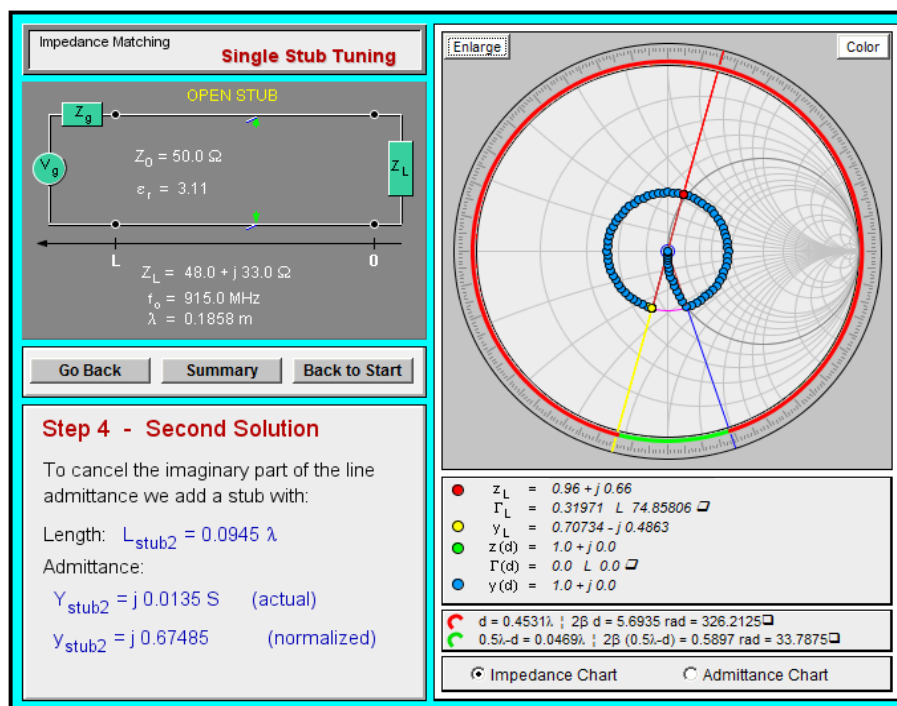
Výchozí hodnoty – 2. řešení

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem

$$d_1 = 0,45 \, \lambda = 84,2 \, \text{mm}$$

Délka pahýlu

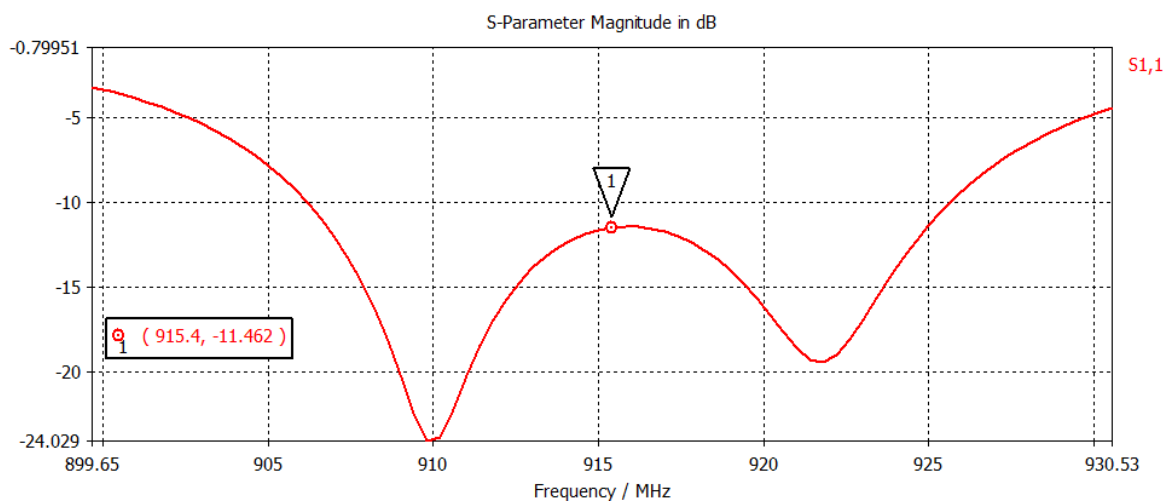
$$L = 0,09 \, \lambda = 17,5 \, \text{mm}$$



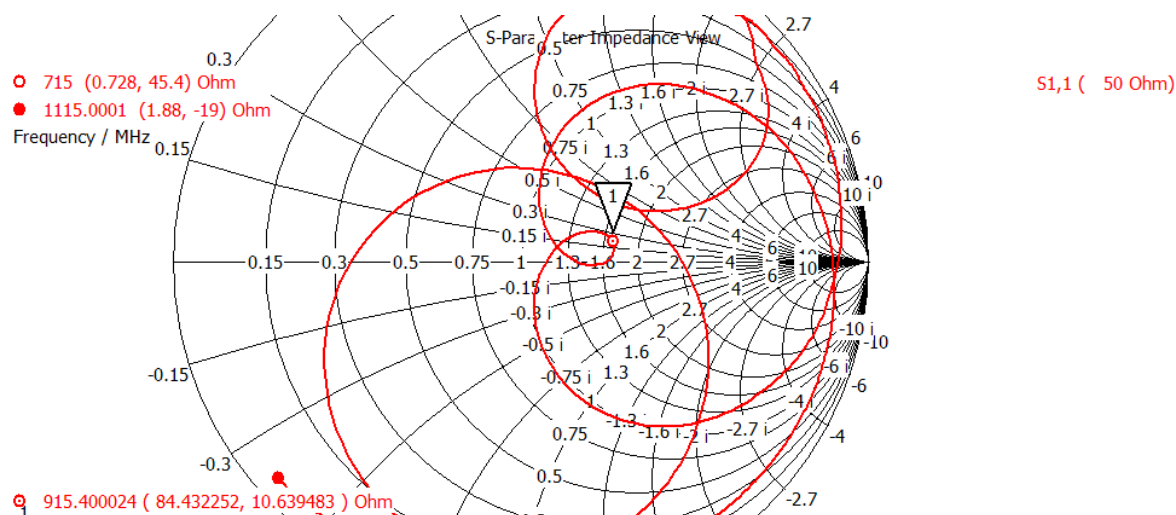
Obr. 21 Impedanční přizpůsobení otevřeným pahýlem 2. řešení (applet amanogava.com)

Výsledky simulace

V simulaci pro první navržené řešení vyšla impedance přizpůsobené antény $Z = 84 + j10 \, \Omega$ a činitel odrazu $S_{11} = -11,5 \text{ dB}$.

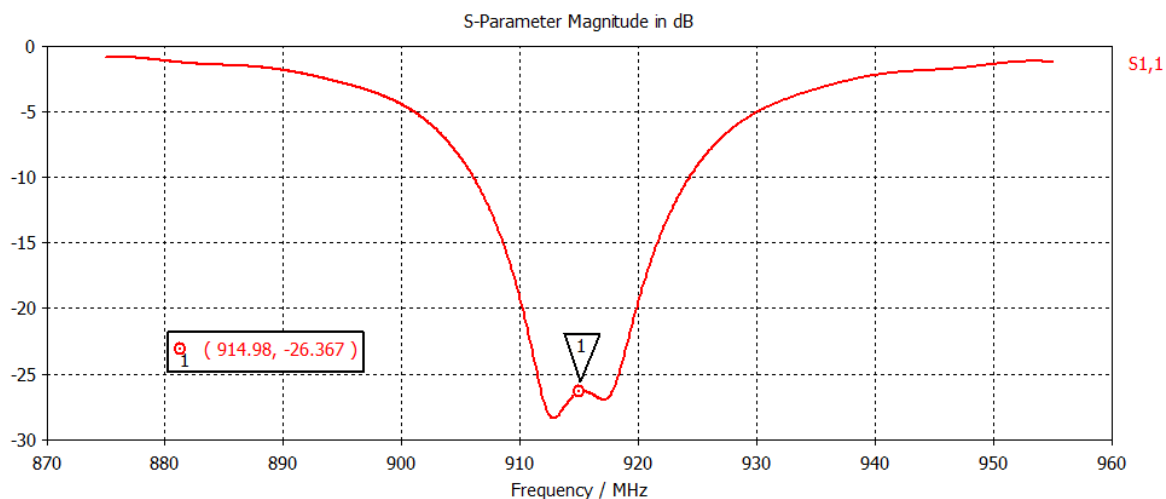


Obr. 22 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 1. řešení - Průběh S_{11}

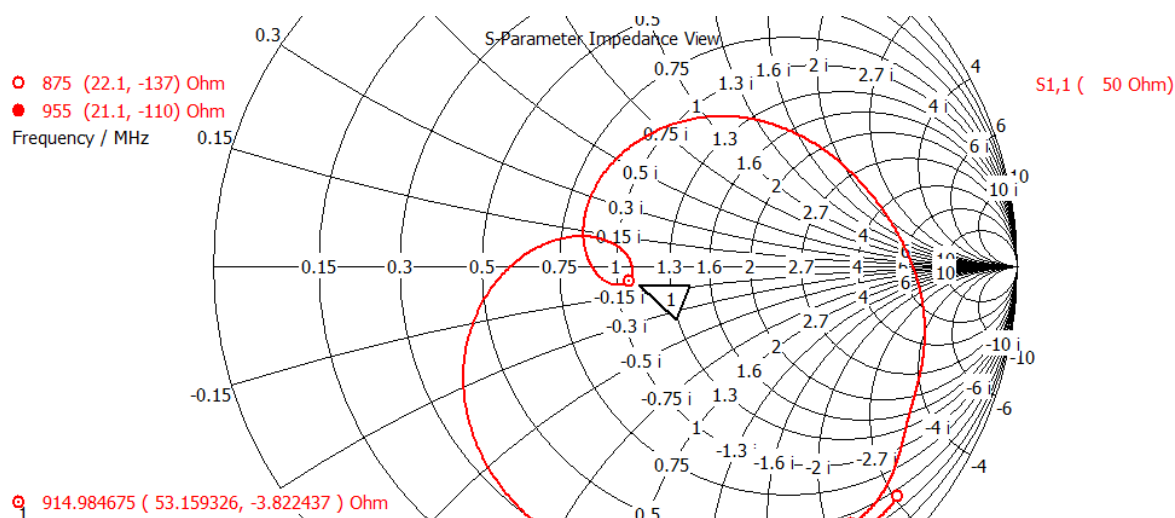


Obr. 23 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 1. řešení - Průběh S_{11} ve Smithově diagramu

Po úpravě rozměrů byla impedance přizpůsobené antény na středním kmitočtu $Z = 53 - j4 \Omega$ a hodnota $S_{11} = -26$ dB.



Obr. 24 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 1. řešení - Průběh S_{11} po úpravě rozměrů



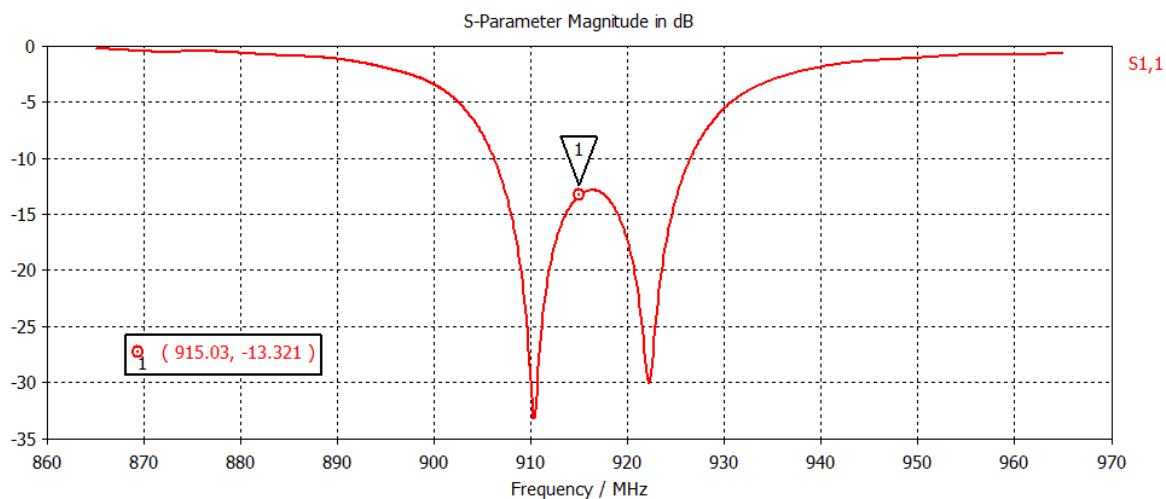
Obr. 25 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 1. řešení - Průběh S_{11} ve Smithově diagramu po úpravě rozměrů

Upravené rozměry – 1. řešení

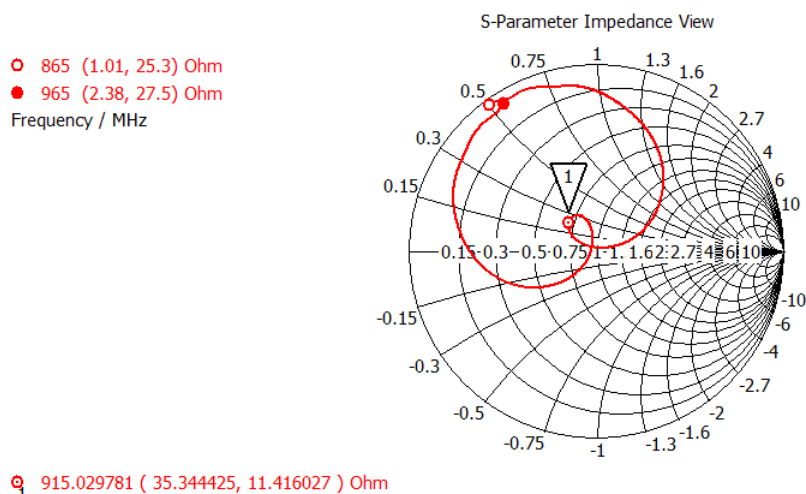
Délka úseku mezi zátěží a pahýlem
Délka pahýlu

$d_1 = 44 \text{ mm}$
 $L = 71 \text{ mm}$

Pro druhé řešení s otevřeným pahýlem vychází impedance antény na kmitočtu $f = 915 \text{ MHz}$ $Z_0 = 35 + j11 \Omega$ a parametr $S_{11} = -13 \text{ dB}$, přičemž průběh vykazuje dvě výrazná minima na kmitočtech 910 MHz a 923 MHz, ve kterých je hodnota $S_{11} < -30 \text{ dB}$.

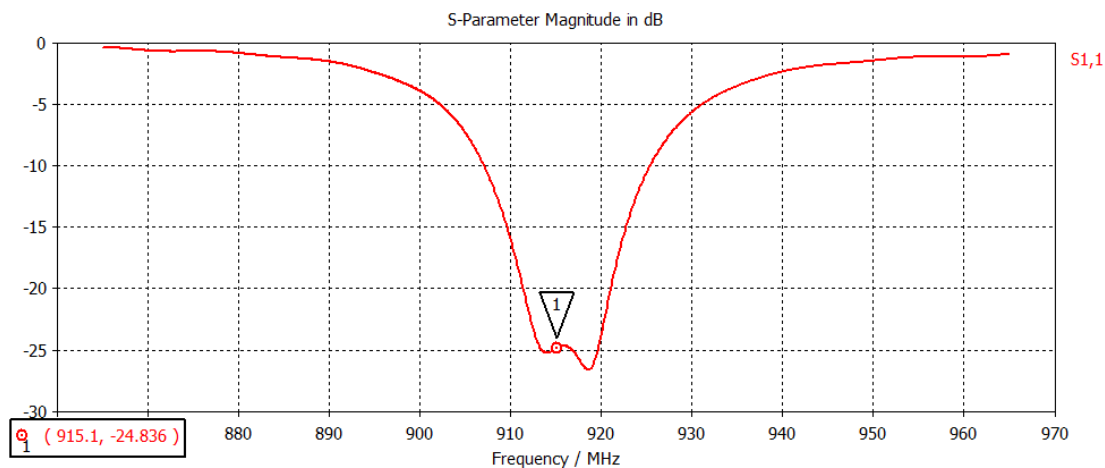


Obr. 26 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 2. řešení – Průběh S_{11}

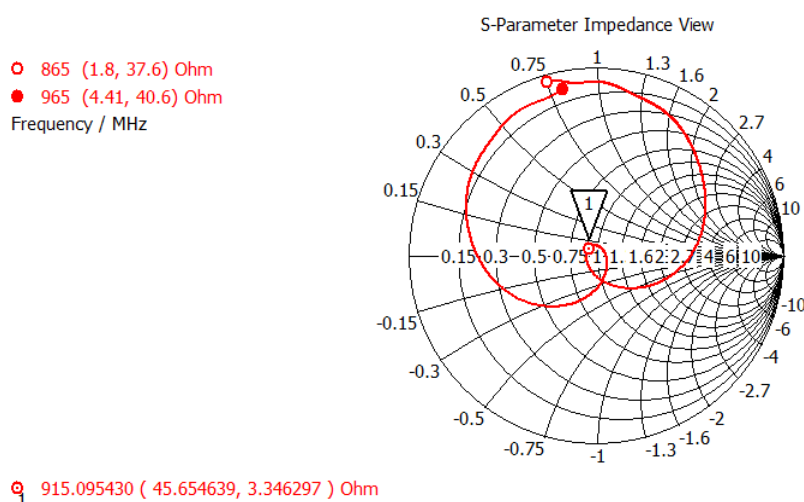


Obr. 27 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 2. řešení – S_{11} ve Smithově diagramu

Po úpravě rozměrů bylo na pracovním kmitočtu dosaženo impedance $Z = 45 + j3 \Omega$, parametr $S_{11} = -25 \text{ dB}$.



Obr. 28 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 2. řešení – Průběh S_{11} po úpravě rozměrů



Obr. 29 Přizpůsobení otevřeným pahýlem 2. řešení – S_{11} ve Smithově diagramu po úpravě rozměrů

Upravené rozměry – 2. řešení

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem
Délka pahýlu

$d_1 = 78,66$ mm
 $L = 11$ mm

Dále byly provedeny simulace anténní řady přizpůsobené pomocí pahýlu zakončeného zkratem. Výsledky byly vesměs podobné, né-li horší než u otevřeného pahýlu popsaného výše.

Parametry zkratovaného pahýlu

Výchozí hodnoty – 1. řešení

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem
Délka pahýlu

$d_1 = 0,4531 \lambda = 84,1$ mm
 $L = 0,3444 \lambda = 64,0$ mm

Výchozí hodnoty – 2. řešení

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem

$$d_1 = 0,2548 \lambda = 47,4 \text{ mm}$$

Délka pahýlu

$$L = 0,1552 \lambda = 28,9 \text{ mm}$$

Nejlépšeho výsledku bylo dosaženo při druhém řešení, po úpravě rozměrů.

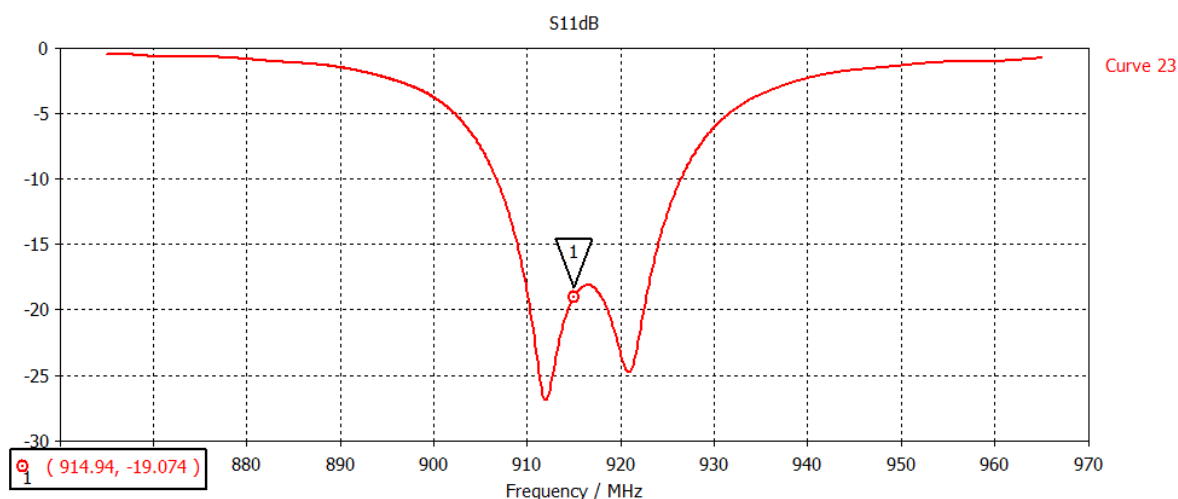
Upravené rozměry – 2. řešení

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem

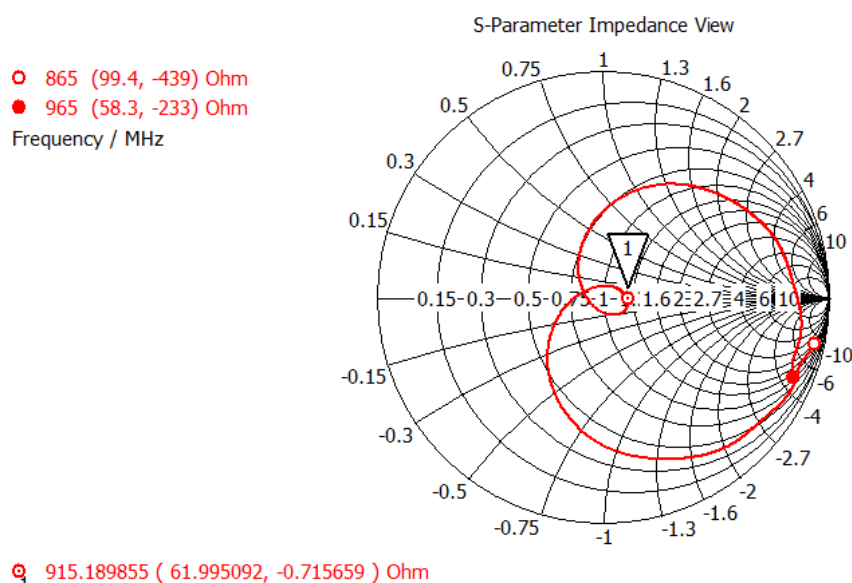
$$d_1 = 40,5 \text{ mm}$$

Délka pahýlu

$$L = 27 \text{ mm}$$



Obr. 30 Přizpůsobení zkratovaným pahýlem – Průběh S_{11} po úpravě rozměrů

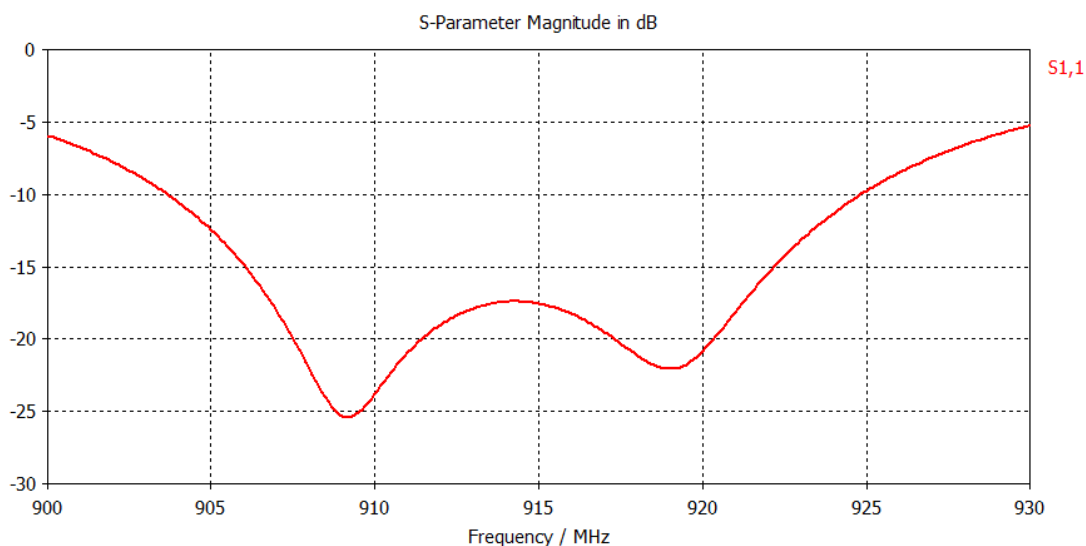


Obr. 31 Přizpůsobení zkratovaným pahýlem – Průběh S_{11} ve Smithově diagramu po úpravě rozměrů

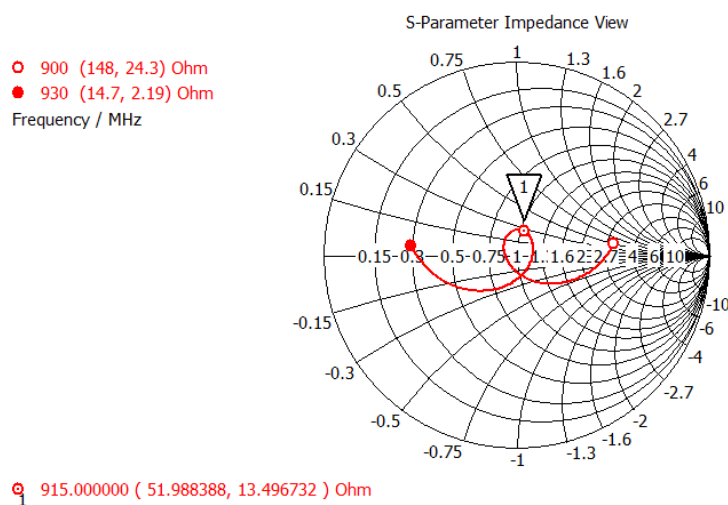
3.1.3 Přizpůsobení širokopásmovým pahýlem

Širokopásmový pahýl má tvar rovnoramenného lichoběžníku, přiléhajícího kratší stranou k napájecímu mikropásku. Při návrhu se vycházelo z rozměrů pro otevřený pahýl. Byly provedeny simulace a nejlepší šířky pásma bylo dosaženo při těchto rozměrech:

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem	$d_1 = 85 \text{ mm}$
Délka pahýlu	$L = 7 \text{ mm}$
Šířka pahýlu na konci	$w_{pl} = 6 \text{ mm}$
Šířka pahýlu u napaječe	$w_{pp} = 0.5 \text{ mm}$



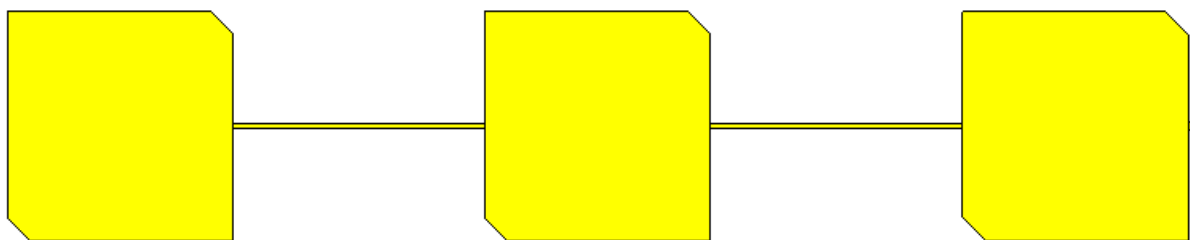
Obr. 32 Přizpůsobení širokopásmovým pahýlem – průběh S_{11}



Obr. 33 Přizpůsobení širokopásmovým pahýlem – průběh S_{11} ve Smithově diagramu

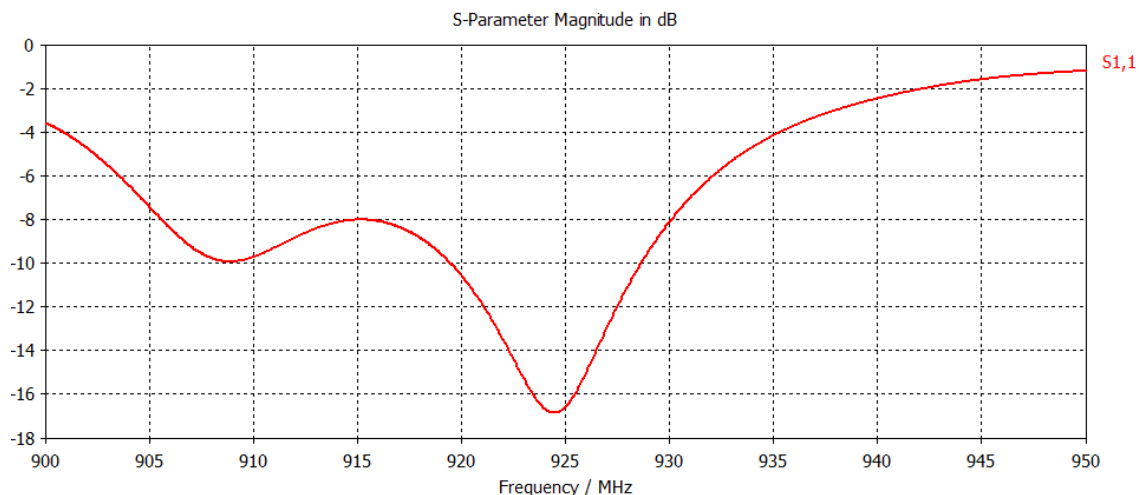
Při uvedených rozměrech pahýlu bylo dosaženo šířky pásma pro $S_{11} < -15 \text{ dB}$ $B = 16 \text{ MHz}$.

4 Sériová anténní řada se třemi flíčky

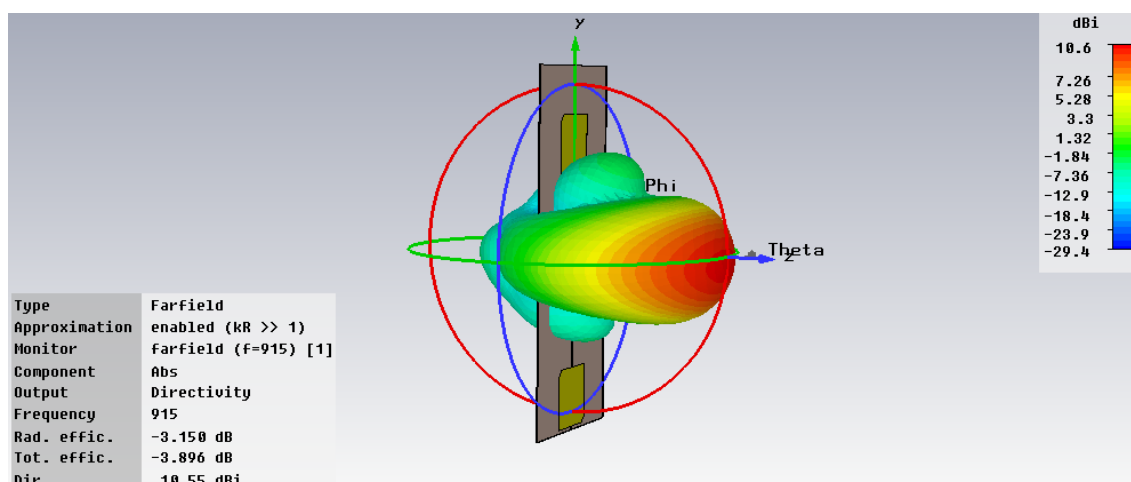


Obr. 34 Sériová anténní řada se třemi flíčky

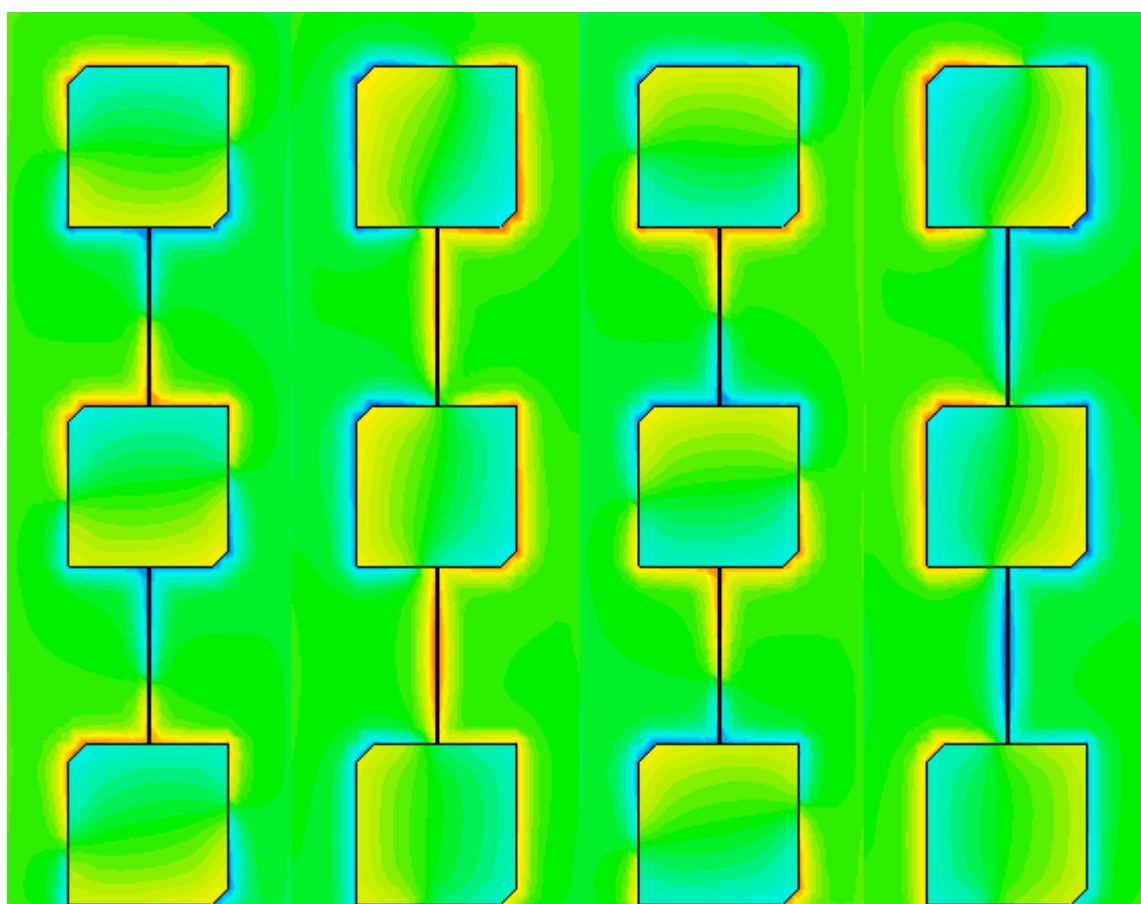
Tato anténní řada vznikla rozšířením předchozí řady o další flíček. Jednotlivé flíčky byly propojeny úsekem vedení s charakteristickou impedancí $Z_0 = 80 \Omega$, jehož délka byla následně upravena tak, aby řada vykazovala co největší zisk a jeden výrazný lalok směrové charakteristiky a zároveň co nejmenší fázový posuv elektrického pole mezi jednotlivými flíčky. Toho bylo dosaženo při délce úseku vedení mezi flíčky 87,5 mm. Realizovatelný zisk anténní řady činil přibližně 7,7 dBi, její směrovost 10,8 dBi a osový poměr přibližně 4 dB. Impedance anténní řady určená na mikropáskovém vedení s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ ve vzdálenosti 5 mm od hrany flíčku byla $Z = 21,9 + j18,7 \Omega$.



Obr. 35 Průběh S_{11} sériové anténní řady se třemi flíčky



Obr. 36 Směrová charakteristika sériové anténní řady se třemi flíčky



Obr. 37 Rozložení elektrického pole (0° , 90° , 180° , 270°)

4.1 Impedanční přizpůsobení

Na anténní řadě se třemi flíčky byly vyzkoušeny varianty přizpůsobovacích členů, které v předchozím případě antény se dvěma flíčky vykazovaly dobré výsledky s ohledem na šířku pásma. Postup návrhu byl stejný jako v předchozích případech. Dále je uveden pouze výsledek přizpůsobení, při němž bylo dosaženo nejlepších parametrů.

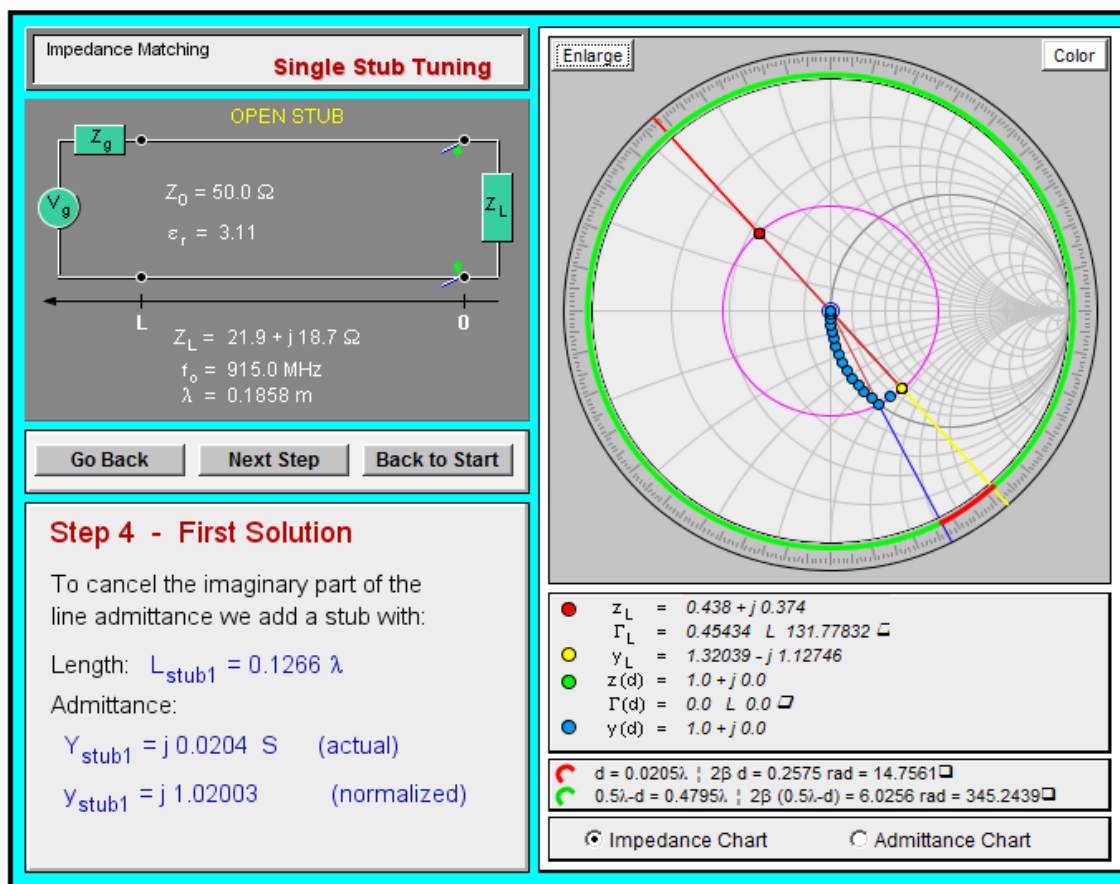
4.1.1 Impedanční přizpůsobení pomocí pahýlu

Známe parametry:

Impedance zátěže	$Z_L = 21,9 + j18,7 \, \Omega$
Impedance zdroje	$Z_0 = 50 + j0 \, \Omega$
Pracovní kmitočet	$f = 915 \, \text{MHz}$
Efektivní permitivita	$\epsilon_{\text{reff}} = 3,11$

Výchozí rozměry

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem	$d_1 = 0,0205 \, \lambda = 3,8 \, \text{mm}$
Délka pahýlu	$L = 0,126 \, \lambda = 23,5 \, \text{mm}$

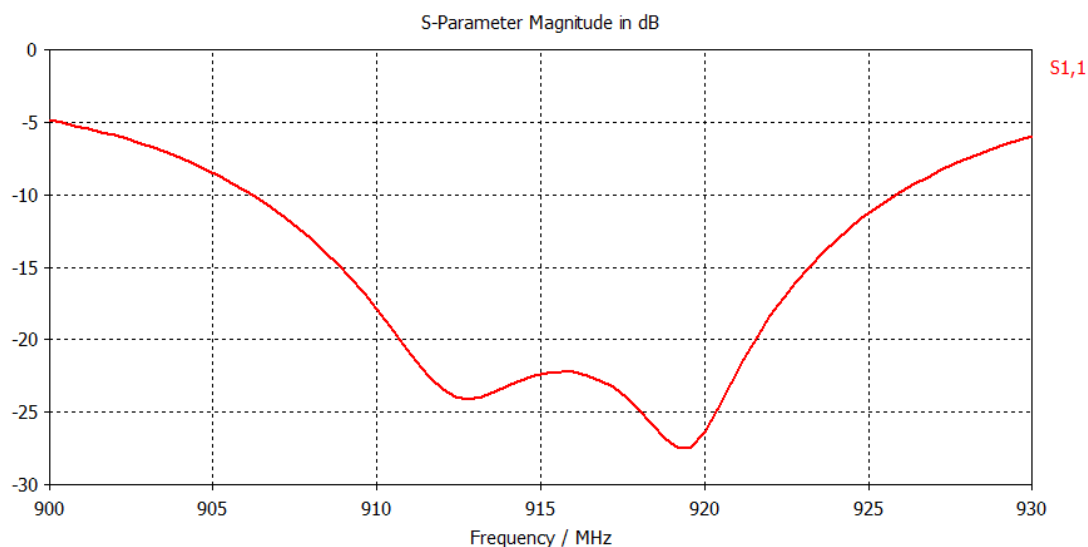


Obr. 38 Impedanční přizpůsobení otevřeným pahýlem (applet amanogava.com)

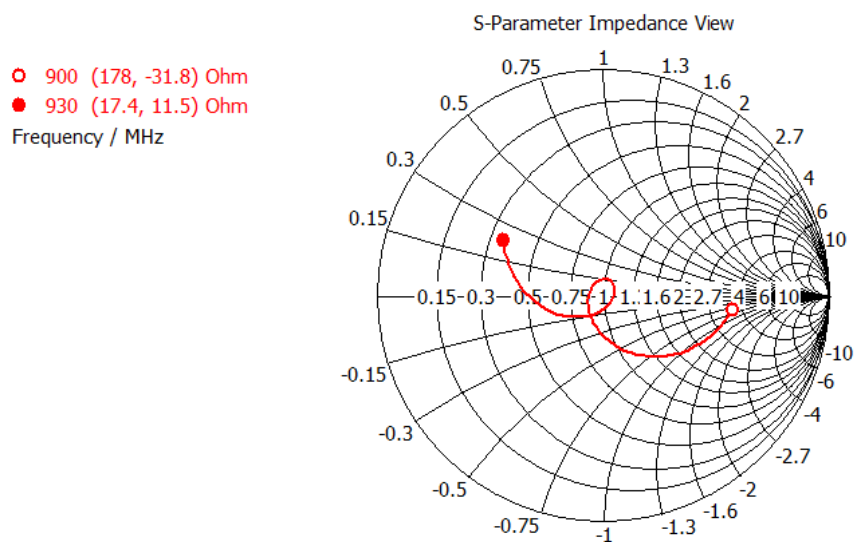
Výsledky simulace

Upravené rozměry

Délka úseku mezi zátěží a pahýlem	$d_1 = 5,5 \, \text{mm}$
Délka pahýlu	$L = 14,0 \, \text{mm}$



Obr. 39 Přizpůsobení pomocí otevřeného pahýlu – průběh S_{11} po úpravě rozměrů



Obr. 40 Přizpůsobení pomocí otevřeného pahýlu – průběh S_{11} po úpravě rozměrů ve Smithově diagramu

Po přizpůsobení měla anténní řada na kmitočtu $f=915$ MHz hodnotu $S_{11}=-23$ dB a šířka pásma pro $S_{11} < -15$ dB dosahovala 14 MHz.

5 Paralelní anténní řada

Paralelní anténní řada byla sestavena ze dvou schodných flíčků navržených a popsanych v rámci této práce. Flíčky byly spojeny paralelně a přizpůsobeny pomocí čtvrtvlnných transformátorů. Anténní řada měla maximální směrovost 8,8 dBi.

5.1 Impedanční přizpůsobení

Impedance jednoho flíčku změřená na mikropásku s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ ve vzdálenosti 10 mm od hrany flíčku činila $Z = 75 - j10 \Omega$. Tato impedance byla transformována čtvrtvlnným transformátorem na hodnotu 50Ω .

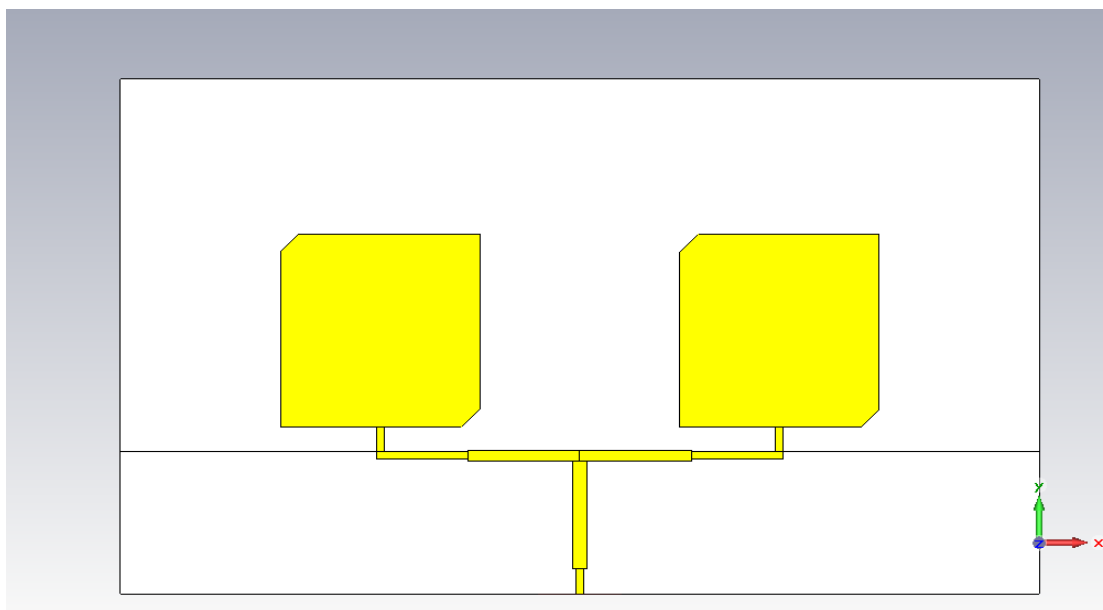
Parametry prvního čtvrtvlnného transformátoru

Délka úseku mezi zátěží a transformátorem	$d_1 = 36 \text{ mm}$
Impedance v tomto bodě	$Z(d_1) = 32 \Omega$
Impedance transformátoru	$Z_t = 40 \Omega$
Délka transformátoru	$d_t = 44 \text{ mm}$
Šířka mikropásku transformátoru	$w_t = 4,5 \text{ mm}$

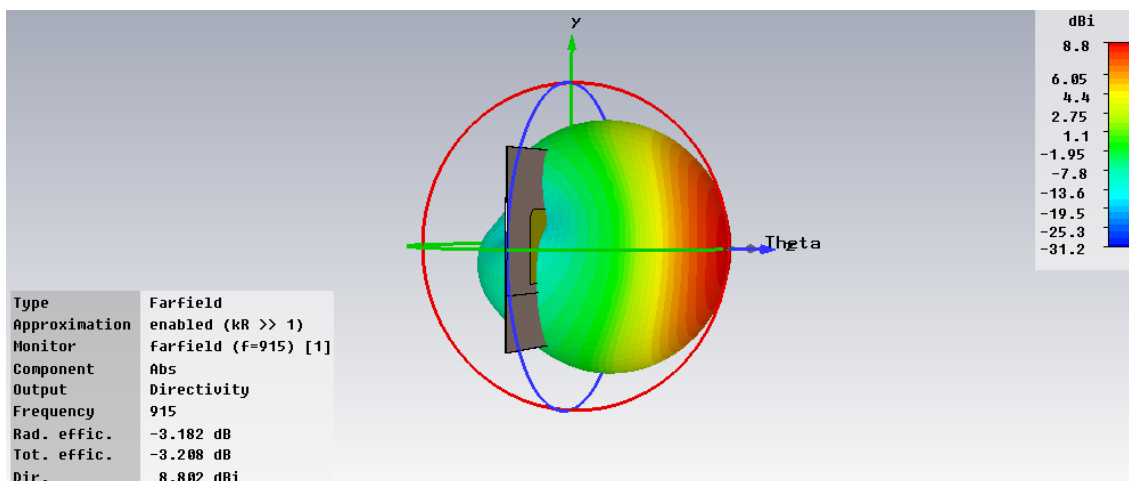
Paralelním spojením dvou schodných impedancí dojde v bodě spojení k poklesu impedance na poloviční hodnotu. Proto bylo nutno do bodu spojení zařadit druhý čtvrtvlnný transformátor z 25Ω na 50Ω .

Parametry druhého čtvrtvlnného transformátoru

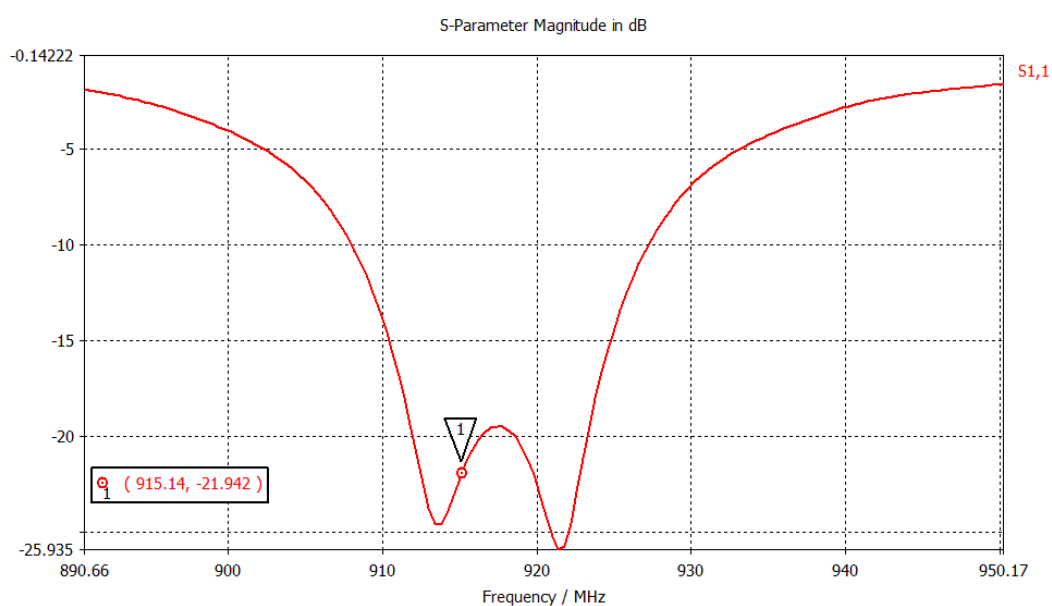
Impedance transformátoru	$Z_t = 35 \Omega$
Délka transformátoru	$d_t = 44 \text{ mm}$
Šířka mikropásku transformátoru dle	$w_t = 5,4 \text{ mm}$



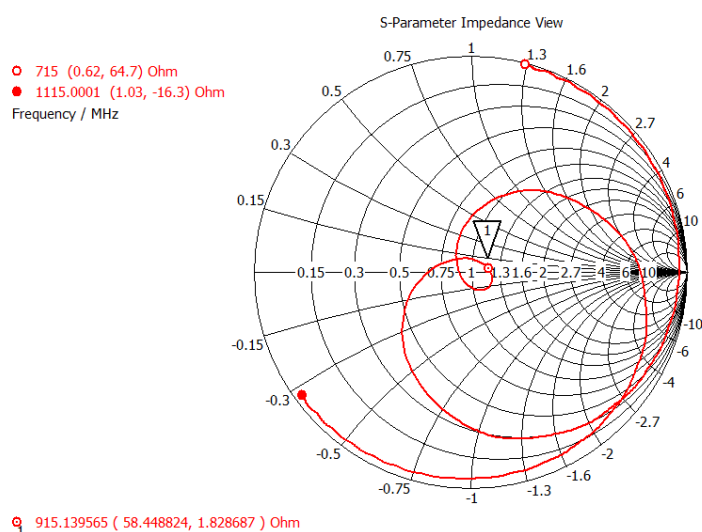
Obr. 41 Model paralelní anténní řady s impedančními transformátory



Obr. 42 Směrová charakteristika paralelní anténní řady



Obr. 43 Průběh činitele odrazu S_{11} přizpůsobené paralelní anténní řady



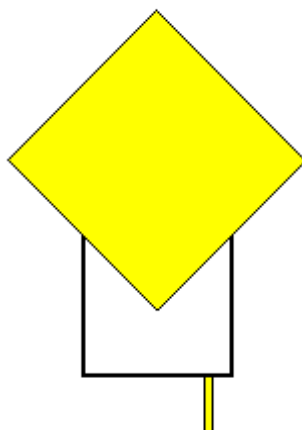
Obr. 44 Průběh činitele odrazu S_{11} přizpůsobené paralelní anténní řady ve Smithově diagramu

6 Anténa s dvouportovým napájením

Pro vytvoření kruhové polarizace lze využít flíčkový zářič ve tvaru kruhu nebo čtverce, který je napájen ve dvou bodech. V případě čtvercového zářiče jsou napájecí body umístěny ve středu dvou přilehlých stran. V případě kruhového zářiče jsou napájecí body umístěny tak, že pomyslné přímky vedené ze středu kruhu do napájecích bodů svírají vzájemně úhel 90° .

Aby byla vytvořena kruhová polarizace, je také nutné, aby signál přiváděný do jednoho portu flíčkové antény byl o 90° posunutý oproti signálu přiváděnému do druhého portu. Toho lze docílit pomocí děliče, který rozdělí budicí signál do dvou větví, přičemž jedna větev je o čtvrt vlnové délky delší než druhá.

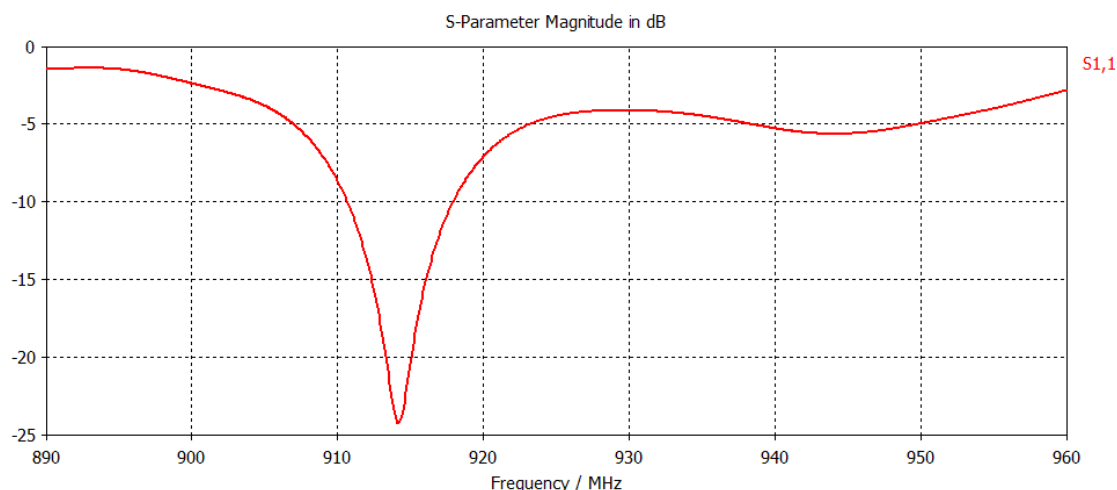
6.1 Návrh flíčkové antény s dvouportovým napájením



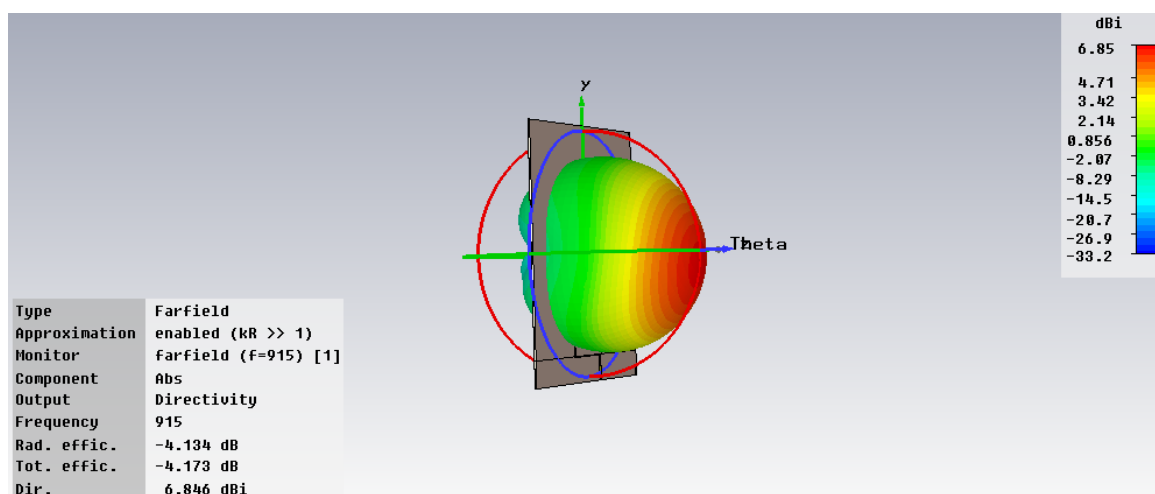
Obr. 45 Planární anténa se čtvercovým flíčkem

K ověření možností dvouportového napájení byla navržena planární anténa se čtvercovým flíčkem napájená ve středu dvou přilehlých stran. Anténa byla navržena na substrátu FR4 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,13$ tak jako všechny předchozí modely. Výpočet efektivní permitivity substrátu je shodný s výpočtem pro flíček s oříznutými rohy. Délka strany flíčku odpovídá polovině délky vlny na uvedeném substrátu a byla zvolena podle předchozího výpočtu (4) pro flíček s uříznutými rohy $a = 81,95$ mm a následně podle výsledků simulací zkrácena na 74,36 mm tak, aby byl dosažen požadovaný rezonanční kmitočet flíčkové antény $f_r = 915$ MHz.

Fázový posuv signálu o 90° by proveden posunutím napájecího mikropásku děliče o $0,125\lambda$ od středu. Byly provedeny simulace pro různé hodnoty posuvu napájecího mikropásku a šířky mikropásku ramen děliče. Nejlepších výsledků bylo dosaženo při šířce mikropásku děliče 0,7 mm ($Z_0 = 100\ \Omega$) a posuvu napájecího mikropáskového vedení o 13 mm od středu děliče. Činitel směrovosti navržené antény dosahoval 6,8 dBi. Zisk navržené antény byl 4,7 dBi.



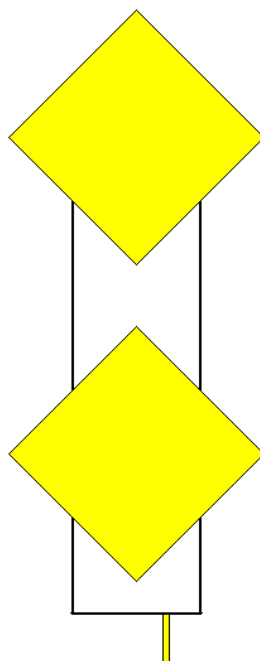
Obr. 46 Planární anténa se čtvercovým flíčkem – průběh S_{11}



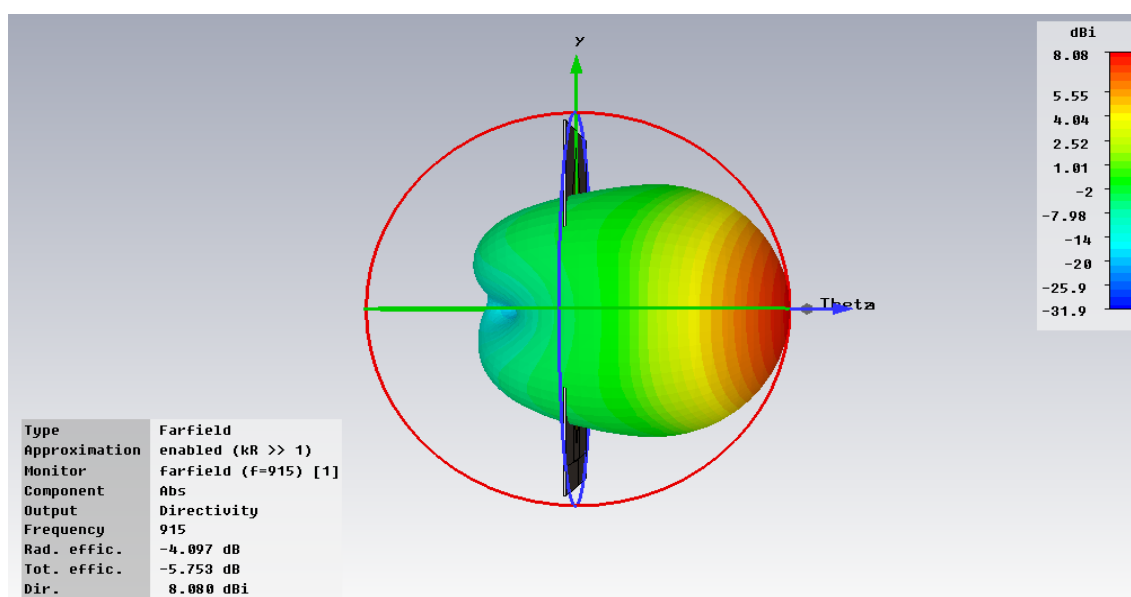
Obr. 47 Planární anténa se čtvercovým flíčkem – Směrová charakteristika

6.2 Anténní řada se dvěma flíčky

Nejprve byla navržena anténní řada se dvěma flíčky, které byly propojeny úseky vedení o délce 80 mm. Z rozložení jejího elektrického pole byla patrná lineární polarizace. Prodloužením úseků vedení mezi flíčky na 100 mm bylo dosaženo lepšího rozložení elektrického pole, ze kterého byl patrný vznik eliptické polarizace. Dalším prodlužováním vedení došlo ke ztrátě eliptické polarizace.

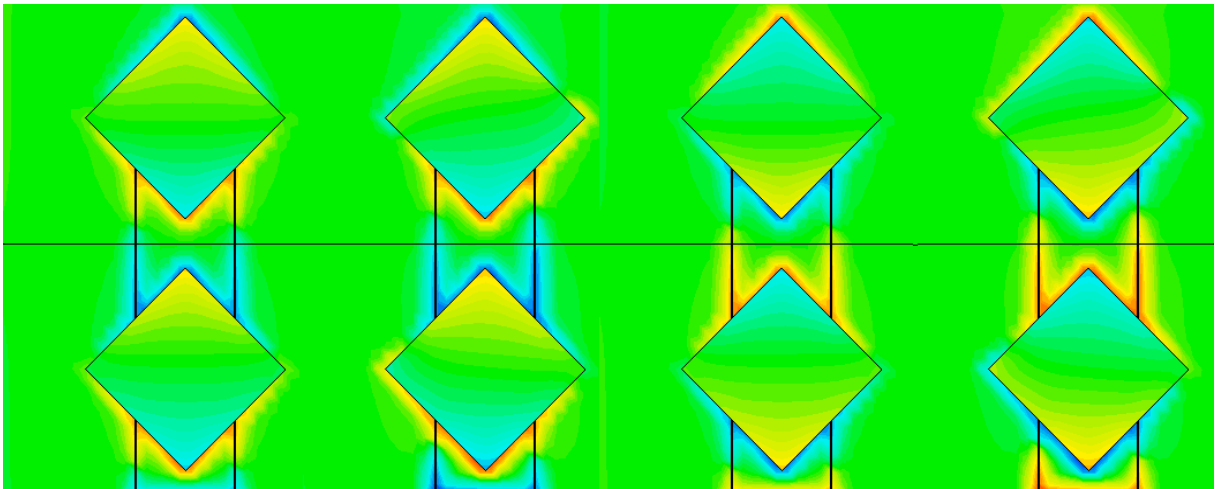


Obr. 48 Anténní řada se dvěma flíčky

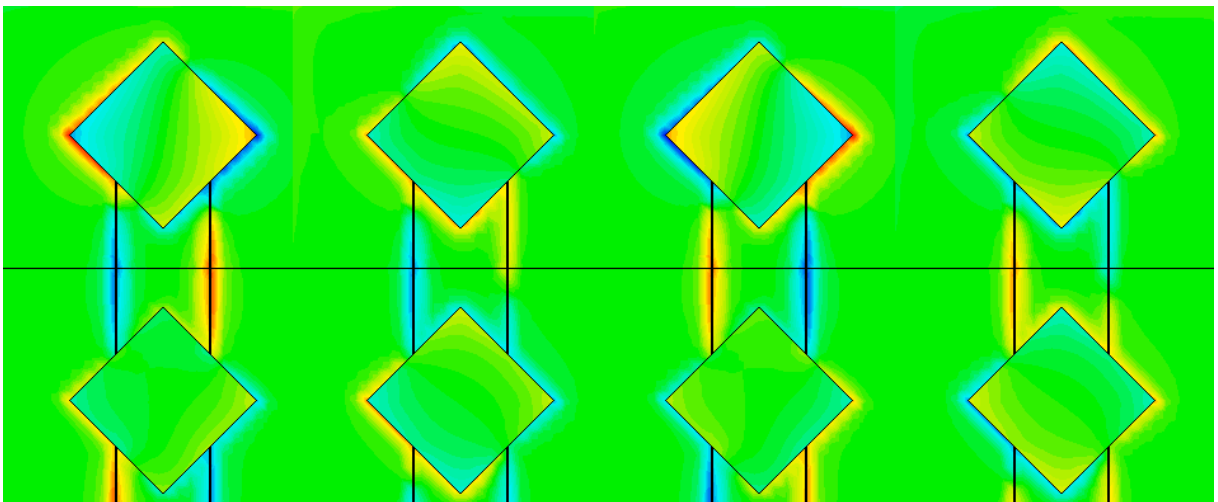


Obr. 49 Anténní řada se dvěma flíčky – Směrová vyzařovací charakteristika

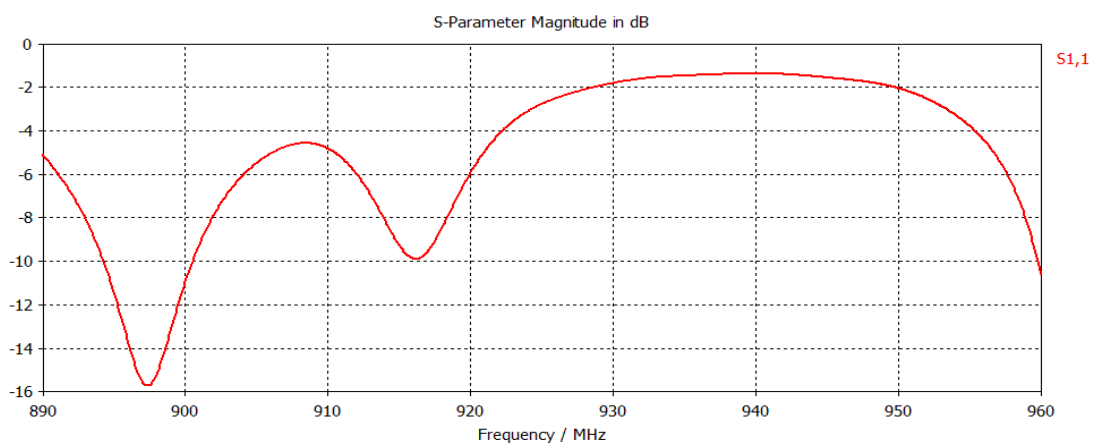
Činitel směrovosti anténní řady se dvěma flíčky vychází 8 dBi. Realizovatelný zisk je menší než 3 dBi.



Obr. 50 Anténní řada se dvěma flíčky - Rozložení elektrického pole (0° , 90° , 180° , 270°)



Obr. 51 Anténní řada se dvěma flíčky - Rozložení elektrického pole (0° , 90° , 180° , 270°) po úpravě rozměrů

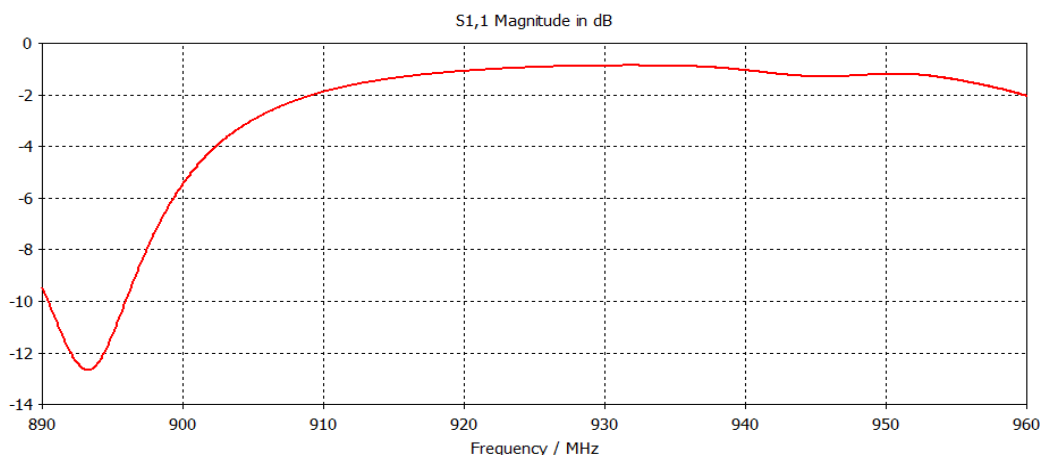


Obr. 52 Anténní řada se dvěma flíčky - Průběh S_{11} po úpravě rozměrů

6.2.1 Impedanční přizpůsobení

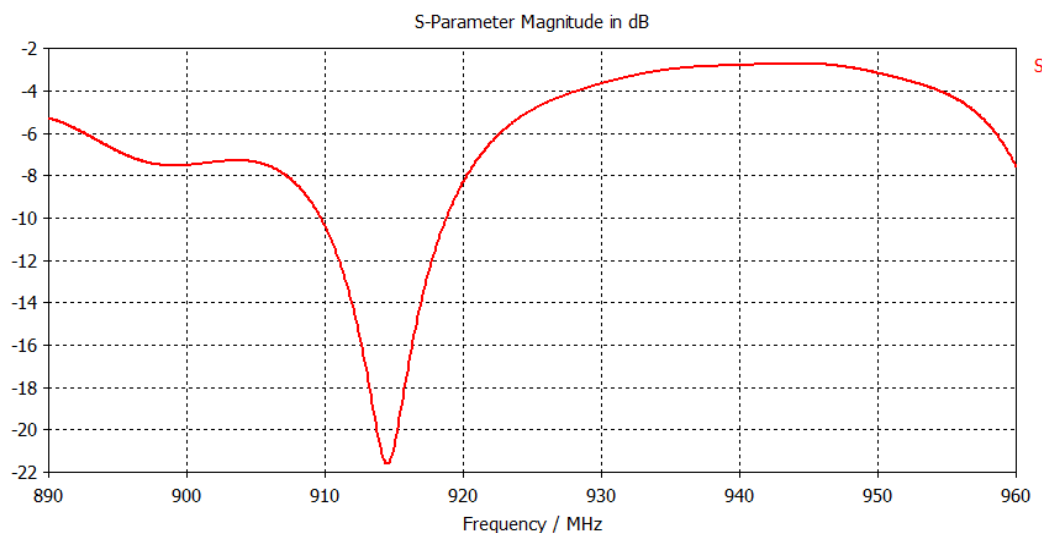
Byly provedeny simulace anténní řady se dvěma čtvercovými flíčky přizpůsobené přizpůsobovacími transformátory délky $\lambda/4$, které byly vloženy mezi dělič a čtvercový flíček.

Řešení přizpůsobení anténní řady bylo hledáno pomocí optimalizace délky a šířky mikropásků transformátorů a vzdálenosti transformátorů od zátěže. Šířka transformátorů byla měněna v rozsahu 0,4 mm až 6 mm, délka transformátorů v rozsahu 38 mm až 48 mm, a vzdálenost od zátěže v rozsahu 0 mm až 46 mm. Tento postup nevedl k nalezení žádného uspokojivého řešení. Vložením těchto těchto transformátorů způsobilo ztrátu rezonance na kmitočtu 915 MHz.



Obr. 53 Příklad negativního výsledku přizpůsobení anténní řady pomocí dvou čtvrtvlnných transformátorů

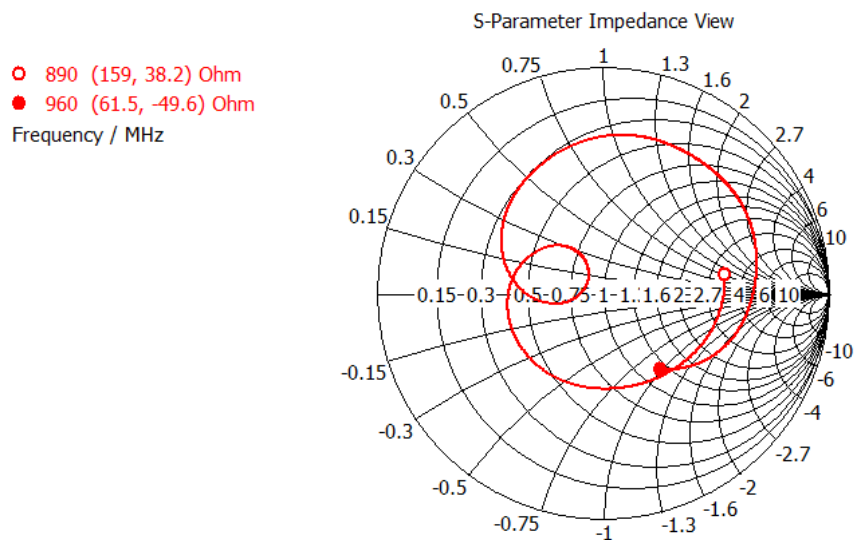
Dále bylo provedeno přizpůsobení anténní řady pomocí čtvrtvlnného transformátoru vloženého před dělič.



Obr. 54 Přizpůsobení anténní řady pomocí čtvrtvlnného transformátoru – Průběh S_{11}

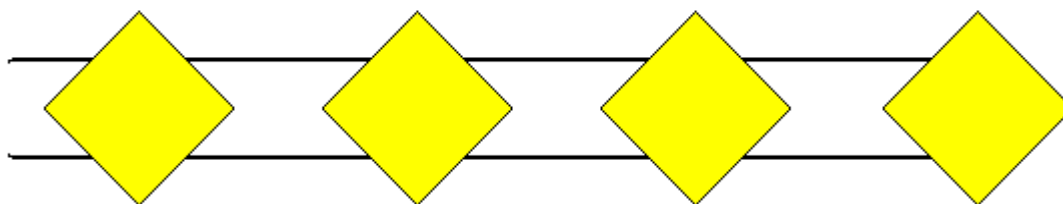
Parametry transformátoru byly následující:

Délka úseku mezi zátěží a transformátorem	$d_1 = 30 \text{ mm}$
Délka transformátoru	$d_t = 45 \text{ mm}$
Šířka transformátoru	$w_t = 1,7 \text{ mm}$
Charakteristická impedance transformátoru	$Z_t = 70 \Omega$

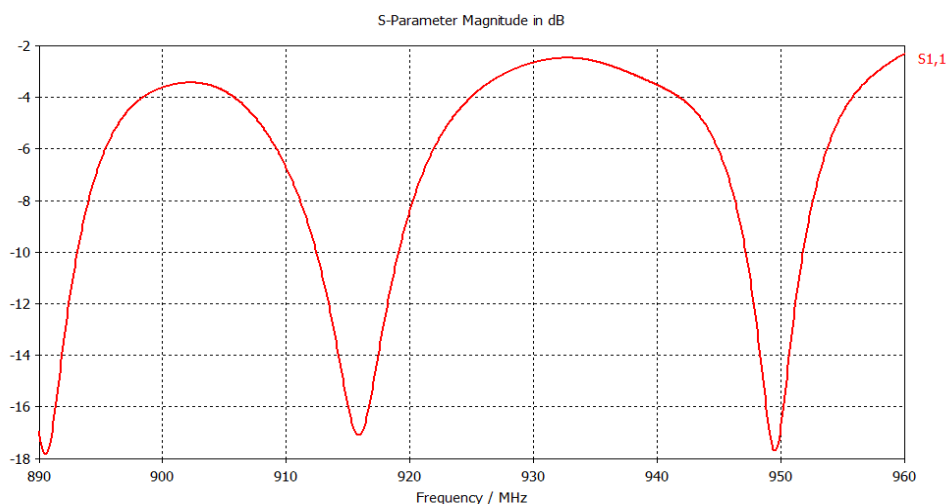


Obr. 55 Přizpůsobení anténní řady pomocí čtvrtvlnného transformátoru – Průběh S_{11}

6.3 Anténní řada se čtyřmi flíčky



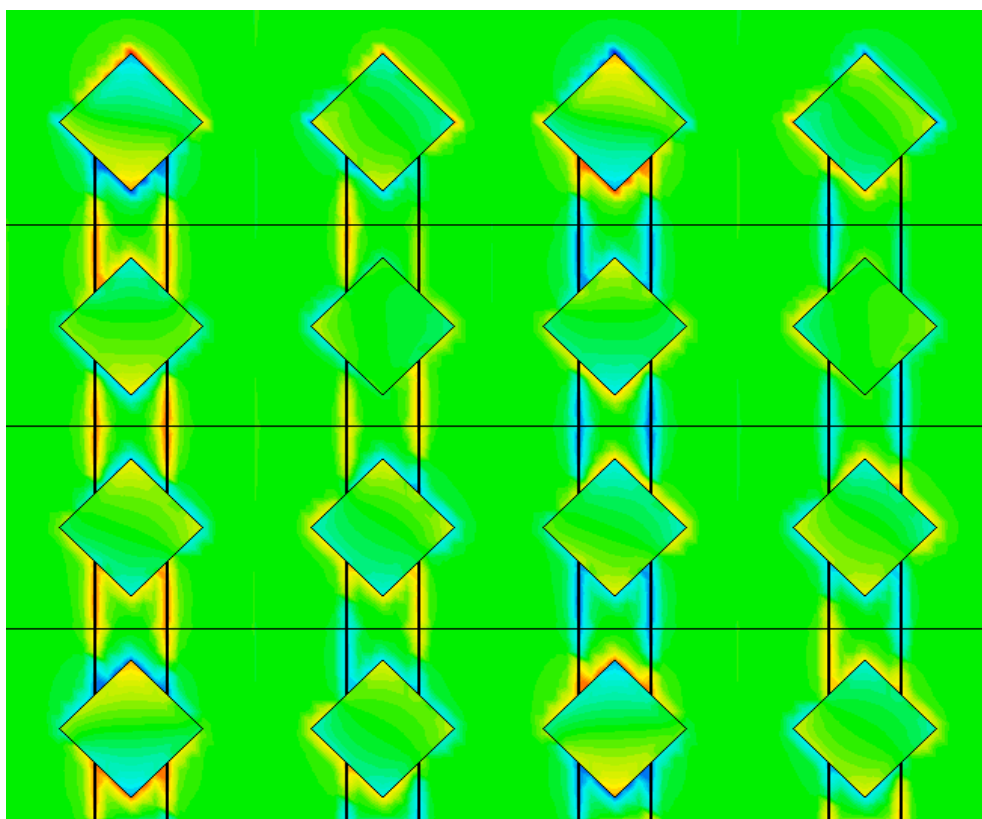
Obr. 56 Anténní řada se čtyřmi flíčky



Obr. 57 Anténní řada se čtyřmi flíčky – Průběh S_{11}

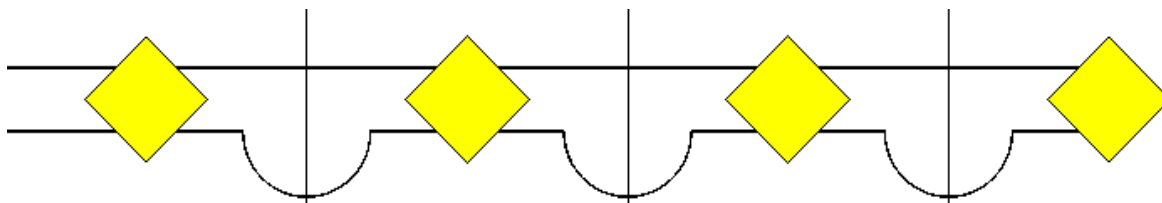
Anténní řada tvořená čtyřmi čtvercovými flíčky spojenými navzájem úseky vedení dlouhými 100 mm vykazovala v průběhu S_{11} minima na kmitočtech 891 MHz, 916 MHz a 949 MHz.

Rozložení elektrického pole bylo upravováno prodlužováním a zkracováním jednotlivých úseků vedení mezi flíčky. Vhodných výsledků však nebylo dosaženo. Ani v jednom případě se nezdařilo najít takovou kombinaci, která by vykazovala rovnoměrné kruhové rozložení elektrického pole a zároveň minimální fázové rozdíly mezi jednotlivými flíčky. Při určitých vzdálenostech mezi flíčky docházelo buď k úplné ztrátě kruhové polarizace, nebo ke stavu, kdy sousední flíčky generovali opačnou kruhovou polarizaci. Na obrázku je uvedeno rozložení elektrického pole na anténní řadě se čtyřmi flíčky vzdálenými 100 mm od sebe.



Obr. 58 Anténní řada se čtyřmi flíčky - Rozložení elektrického pole (0° , 90° , 180° , 270°)

V posledně jmenovaném případě byl proveden pokus o nápravu polarizace pomocí úseku vedení délky $\lambda/2$ ve tvaru oblouku vloženého pouze do jedné trasy signálu. Prodloužením trasy signálu v jedné větvi, mělo dojít k jeho posuvu o 180° a obnovení správné kruhové polarizace a vyrovnání fázového rozdílu mezi flíčky. Uvedený pokus byl úspěšný pouze částečně. Došlo sice ke sjednocení směru otáčení el. pole na jednotlivých flíčcích, ale fázový posuv mezi nimi se nepodařilo odstranit.



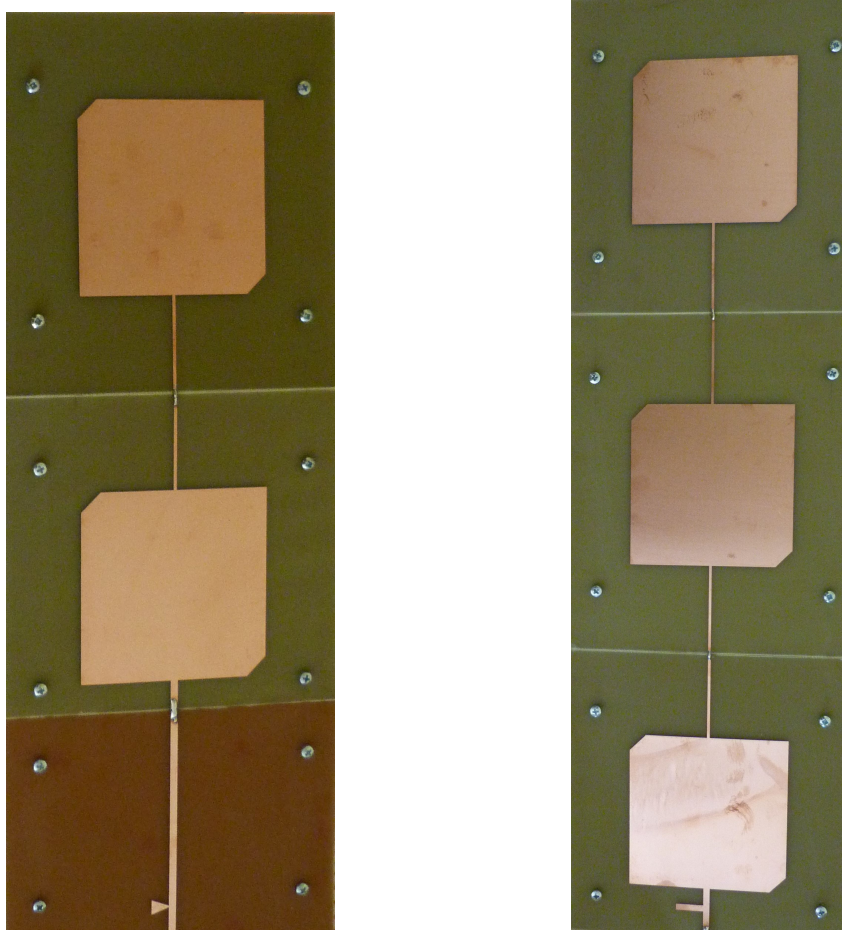
Obr. 59 Anténní řada se čtyřmi flíčky s prodloužením jedné trasy signálu

7 Realizované anténní řady

Byly realizovány dvě anténní řady s flíčkovým zářičem typu čtverec s uříznutými rohy a to anténní řada se dvěma flíčky přizpůsobená pomocí širokopásmového pahýlu a anténní řada se třemi flíčky přizpůsobená otevřeným pahýlem. Obě antény byly zhotoveny na substrátu FR4.

Vzhledem k výrobním možnostem byly vyrobeny pro každou řadu tři samostatné dílce. Pro zajištění mechanické pevnosti byly tyto dílce přišroubovány k páskům z Cuprexitu, které byly přiloženy na zadní stranu anténní řady.

Rozměry flíčku jsou uvedeny na obr. 5, přesah substrátu je 33 mm od hrany flíčku.



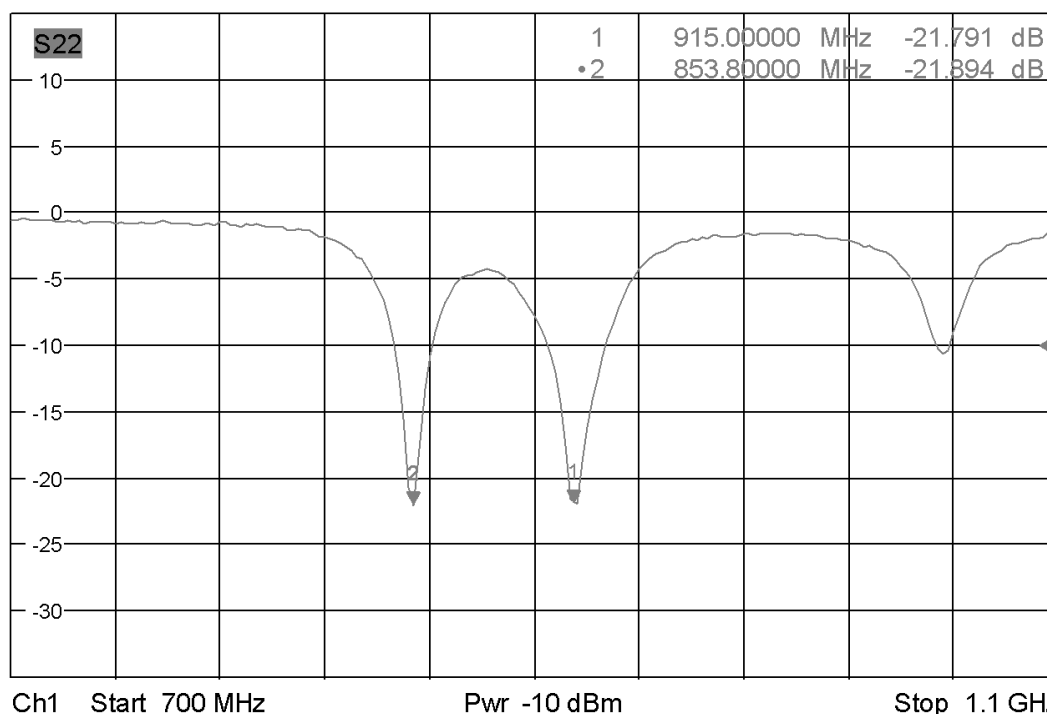
Obr. 60 Realizované anténní řady

7.1 Anténní řada se dvěma flíčky přizpůsobená širokopásmovým pahýlem

7.1.1 Změřené průběhy parametru S_{11}

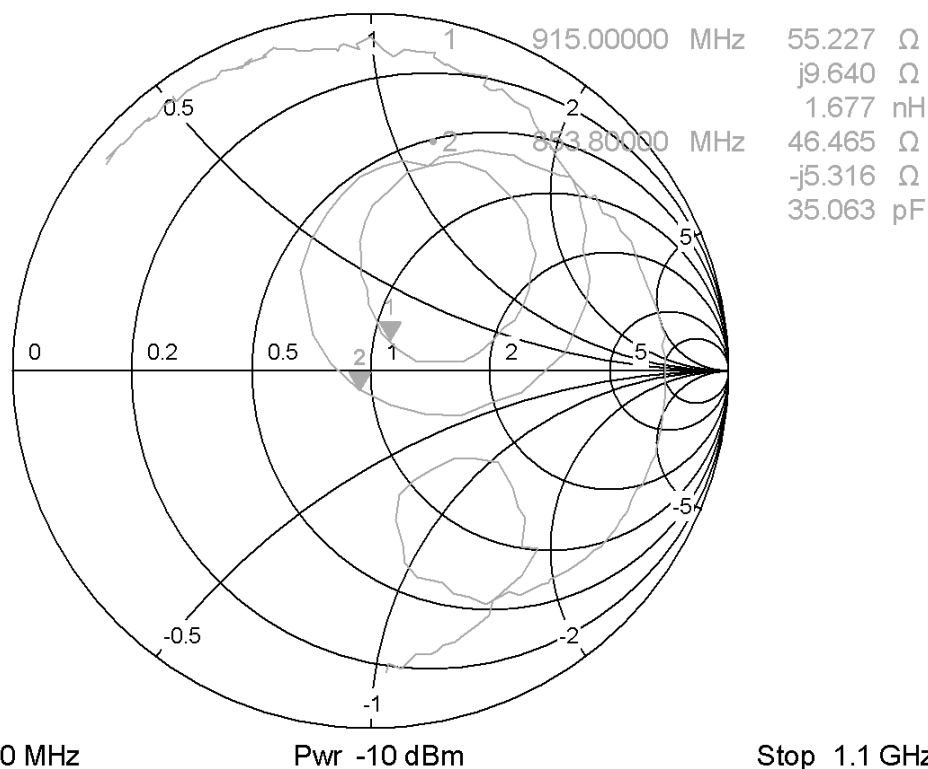
Na vektorovém analyzátoru Rhode & Schwarz ZVL byl změřen průběh činitele odrazu S_{11} . Ze změřeného průběhu S_{11} je patrné, že anténa má dvě významné rezonance na kmitočtech 853,8 MHz a 915 MHz. Na obou rezonančních kmitočtech je hodnota parametru S_{11} přibližně -22 dB. Šířka pásma pro hodnotu $S_{11} < -15$ dB je na kmitočtu 915 MHz přibližně $B = 10$ MHz, na kmitočtu 853 MHz je pak $B = 8$ MHz. Hodnota S_{11} a šířka pásma jsou podobné výsledkům simulace, ale minimum S_{11} je oproti očekávání hodně ostré.

Odchylka mezi průběhem S_{11} získaným simulací a skutečným změřeným průběhem realizované anténní řady je zřejmě způsobena jednak odlišným substrátem (FR4 jiného výrobce nebo jiného typu) a dále pak odlišnou vzdáleností mezi flíčkem a pahýlem. Vlivem nepřesnosti při ořezu je tento rozměr asi o 2 mm větší.



Obr. 61 Změřený průběh S_{11} pro anténní řadu se dvěma flíčky přizpůsobenou širokopásmovým pahýlem

S22



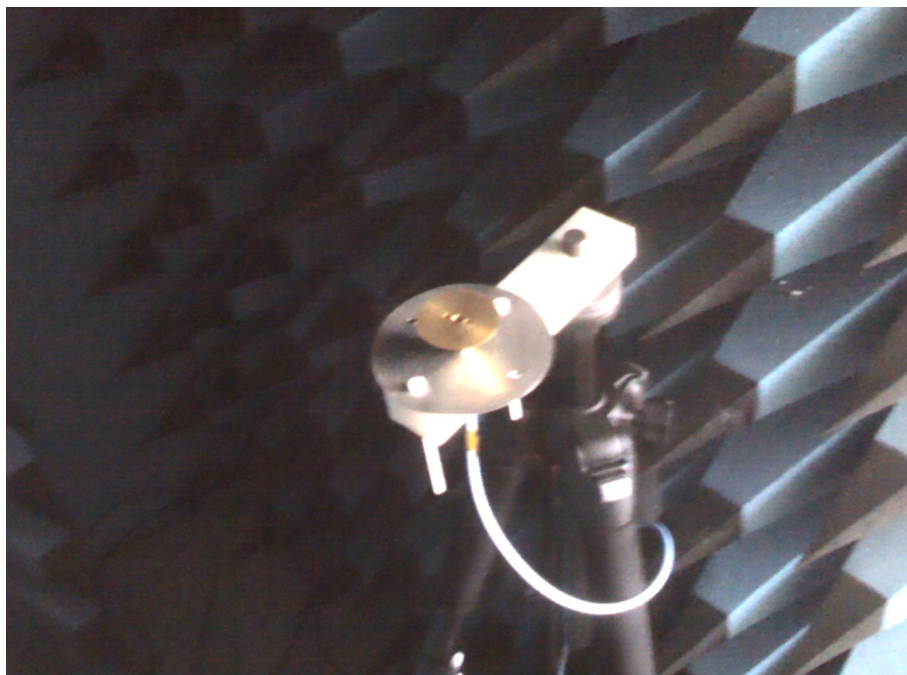
Obr. 62 Změřený průběh S_{11} pro anténní řadu se dvěma fličky přizpůsobenou širokopásmovým pahýlem

Tabulka 1 Srovnání naměřených hodnot parametru S_{11} se simulací

	simulace	naměřeno
$S_{11}@915\text{MHz}$ [dB]	-17	-21,8
$S_{11\text{min}}@902\text{ MHz až }9028\text{ MHz}$ [dB]	-25	-21,8
$B@915\text{ MHz}$ [MHz]	16	9

7.1.2 Směrové vyzařovací charakteristiky

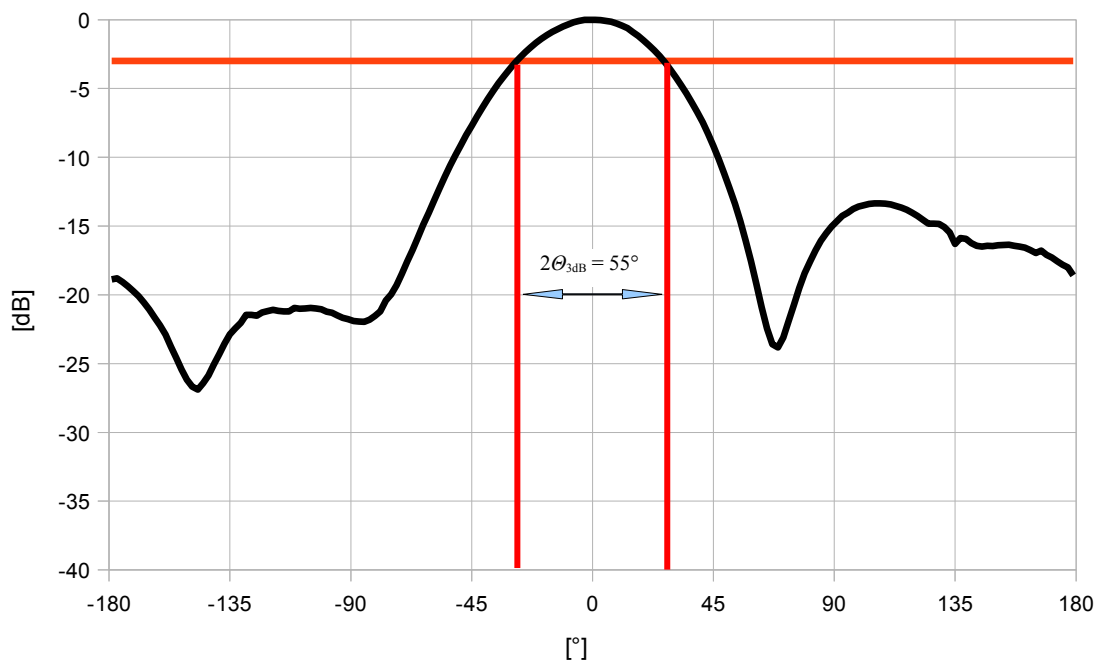
Dále bylo provedeno měření směrových charakteristik. Měření proběhlo v bezodrazové komoře UREL, na automatizovaném měřicím pracovišti. K měření byl použit vektorový analyzátor Agilent E8364B, rotátor a širokopásmový diskónový monopól s frekvenčním rozsahem 0,7 GHz až 10 GHz. Analyzátor a rotátor byly ovládány pomocí skriptu v programu *MATLAB*. Byly změřeny celkem čtyři charakteristiky pro kombinace horizontální a vertikální polohy měřené anténní řady a vertikální a horizontální polarizace měřicí diskónové antény. Naměřené směrové charakteristiky byly následně normovány k nejvyšší naměřené hodnotě a vyneseny do grafů.



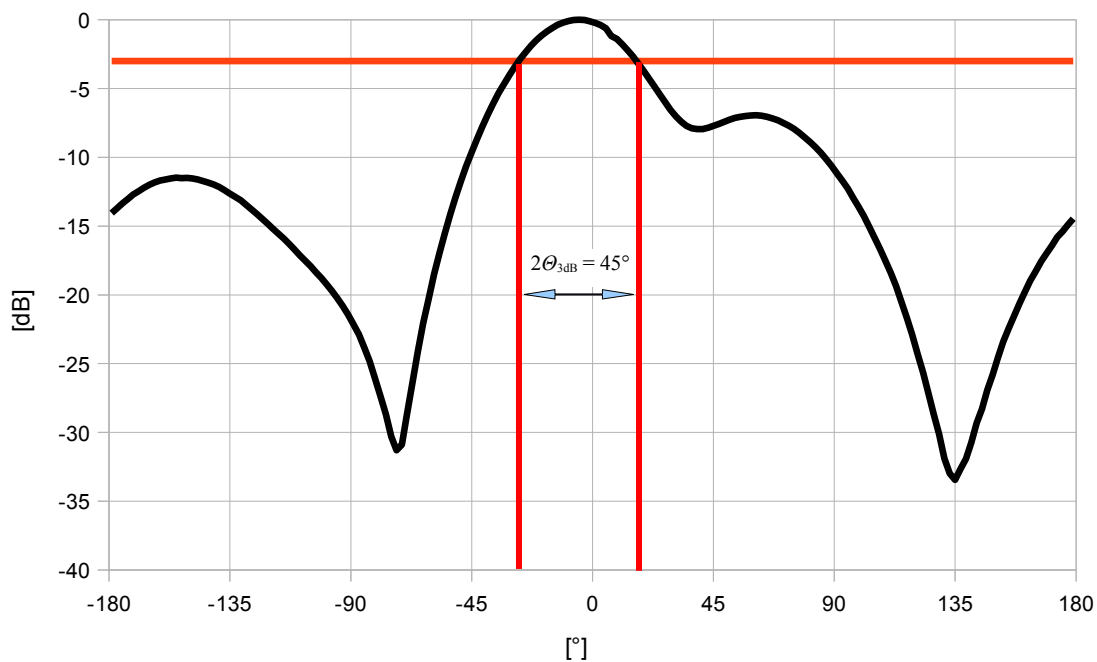
Obr. 63 Diskónová anténa použitá při měření vyzařovacích charakteristik



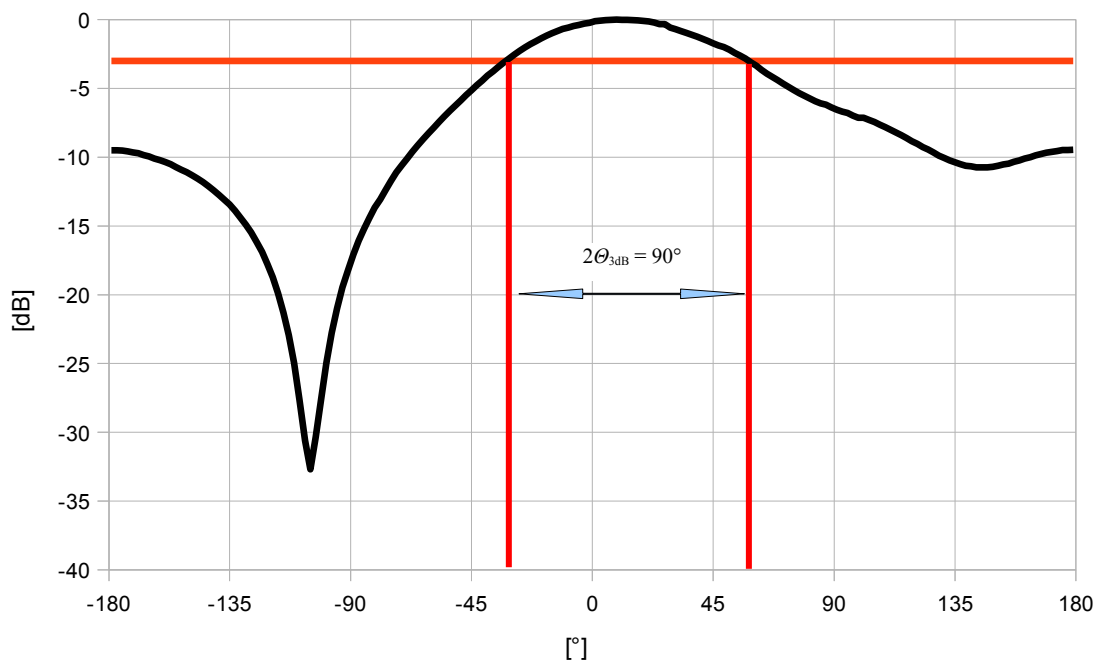
Obr. 64 Měřená anténní řada na rotátoru při měření vyzařovacích charakteristik



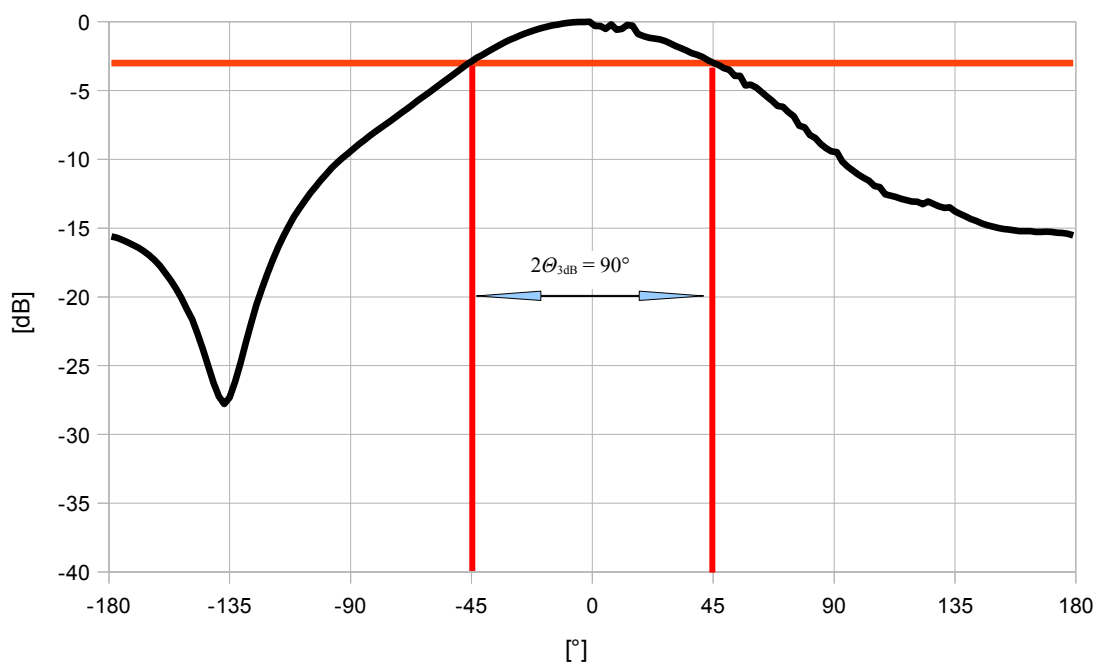
Obr. 65 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro horizontální polarizaci měřící antény a horizontální pozici anténní řady – vertikální řez



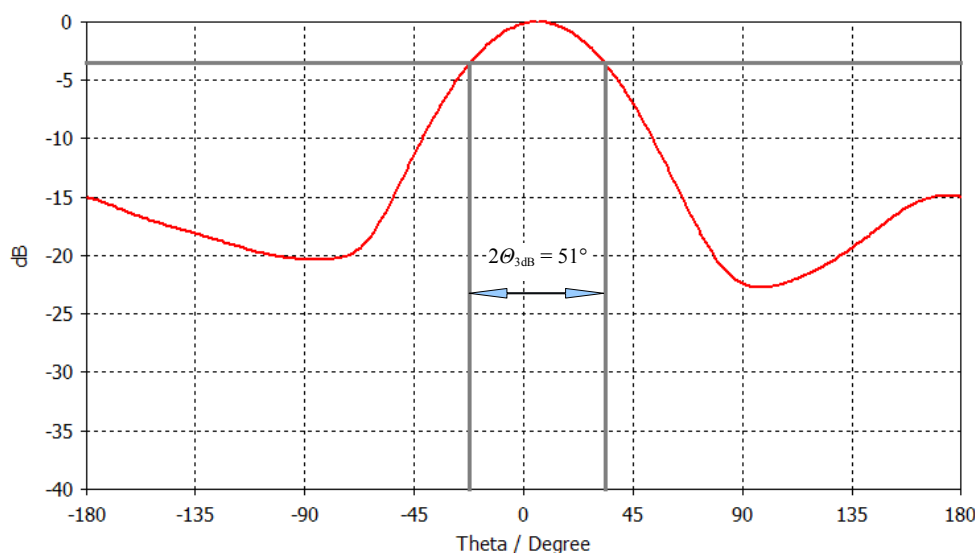
Obr. 66 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro vertikální polarizaci měřící antény a horizontální pozici anténní řady – vertikální řez



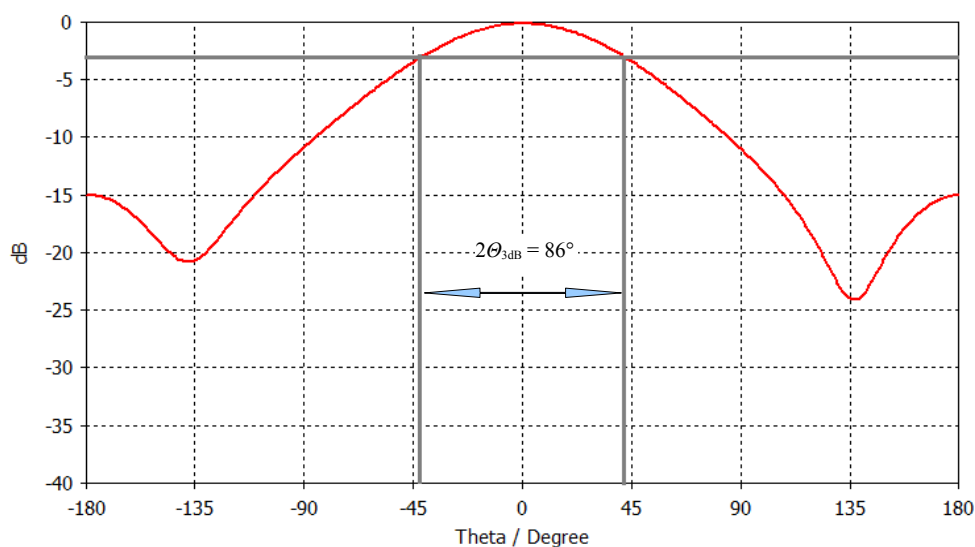
Obr. 67 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro horizontální polarizaci měřicí antény a vertikální pozici anténní řady – horizontální řez



Obr. 68 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro vertikální polarizaci měřicí antény a vertikální pozici anténní řady – horizontální řez



Obr. 69 Simulovaná normovaná směrová vyzařovací charakteristika – vertikální řez



Obr. 70 Simulovaná normovaná směrová vyzařovací charakteristika – horizontální řez

Srovnáním změřených směrových vyzařovacích charakteristik a výsledků simulace je patrné, že šířka hlavního laloku $2\Theta_{3dB}$ činí pro vertikální řez a horizontální polarizaci $2\Theta_{3dB} = 55^\circ$, pro vertikální polarizaci pak $2\Theta_{3dB} = 45^\circ$. Podle výsledků simulace činí $2\Theta_{3dB} = 51^\circ$. Pro horizontální řez bylo v obou případech naměřeno $2\Theta_{3dB} = 90^\circ$, přičemž dle výsledků simulace má být tato hodnota 86° . Tedy rozdíl mezi změřenou hodnotou a výsledkem simulace jsou ve všech případech v rozsahu několika úhlových stupňů.

Z naměřených hodnot lze vypočítat činitel směrovosti antény pro obě kombinace polarizační roviny a řezu ze vztahu (dle [3]).

$$D = 10 \log \frac{35000}{2\Theta_E \cdot 2\Theta_H} \quad (13)$$

Tedy pro horizontální polarizaci / vertikální řez a vertikální polarizaci / horizontální řez vychází

$$D = 10 \log \frac{35000}{2 \Theta_{H/V} \cdot 2 \Theta_{V/H}} = 10 \log \frac{35000}{55 \cdot 90} = 8,5 \text{ dBi}$$

Pro opačnou kombinaci pak

$$D = 10 \log \frac{35000}{2 \Theta_{V/V} \cdot 2 \Theta_{H/H}} = 10 \log \frac{35000}{45 \cdot 90} = 9,3 \text{ dBi}$$

Uvedený vztah slouží k přibližným výpočtům a platí pro antény s výraznou „doutníkovou“ charakteristikou. Lze tedy očekávat, že reálná hodnota činitele směrovosti bude nižší. Činitel směrovosti zjištěný pomocí simulace činila 9 dBi.

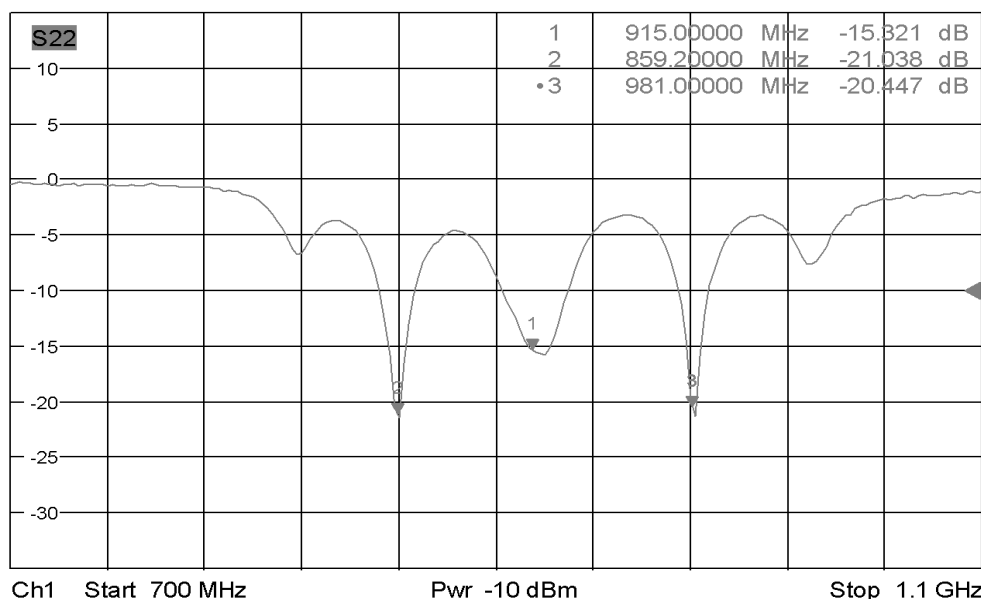
Tabulka 2 Srovnání naměřených hodnot šířky hlavního laloku se simulací

Polarizace /Řez	$2\Theta_{3dB}$ [°]	
	simulace	naměřeno
H/V	51	55
V/V		45
H/H	86	90
V/H		90

7.2 Anténní řada se třemi flíčky přizpůsobená otevřeným pahýlem

7.2.1 Změřený průběh parametru S_{11}

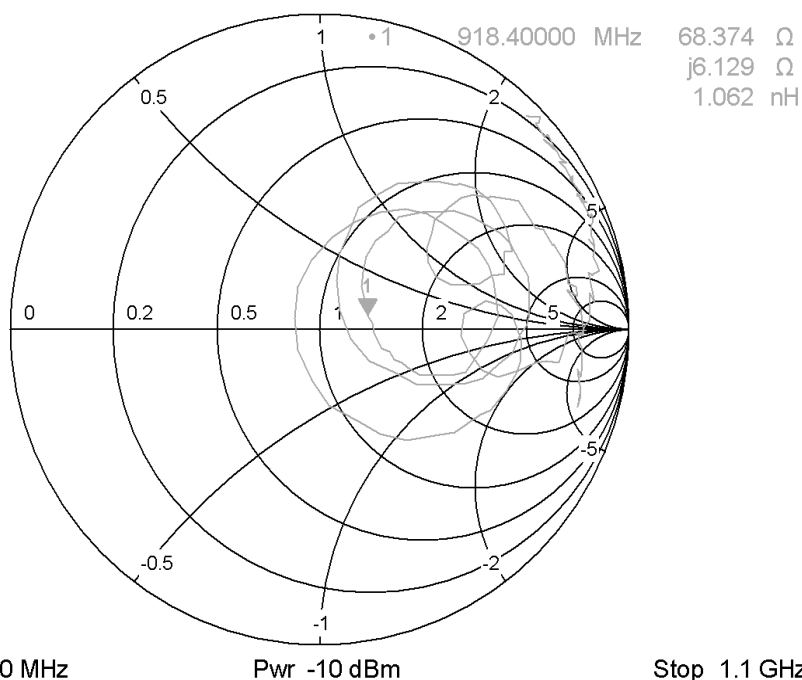
Měření parametru S_{11} bylo provedeno na vektorovém analyzátoru Rhode & Schwarz ZVL. Anténní řada se třemi flíčky přizpůsobená otevřeným pahýlem vykazovala v průběhu S_{11} tři výrazné rezonance na kmitočtech 859,3 MHz, 918 MHz a 981 MHz.



Obr. 71 Změřený průběh S_{11} pro anténní řadu se třemi flíčky přizpůsobenou otevřeným pahýlem

V pásmu 915 MHz bylo dosaženo nejlepší hodnoty parametru S_{11} pro kmitočet 918 MHz a to $S_{11} = -16$ dB. Šířka pásma pro $S_{11} < -15$ dB je $B = 9$ MHz. Na zbylých dvou významných kmitočtech byla hodnota parametru S_{11} menší než -20 dB.

S22



Obr. 72 Změřený průběh S_{11} pro anténní řadu se třemi flíčky přizpůsobenou otevřeným pahýlem ve Smithově diagramu

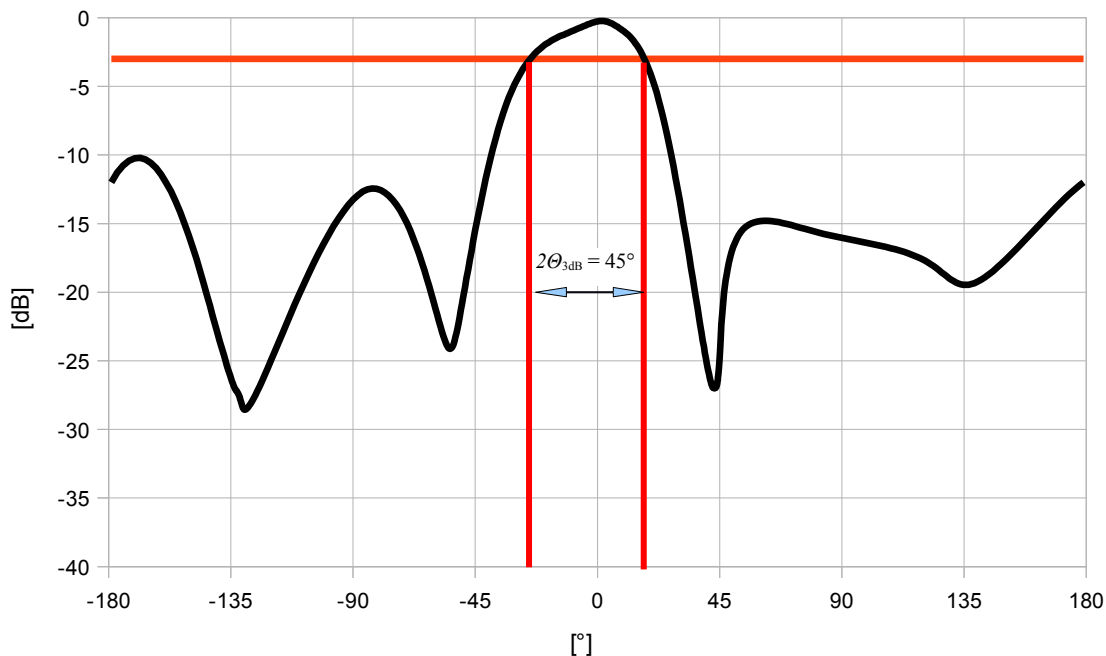
Oproti výsledkům simulace bylo dosaženo daleko horšího přizpůsobení v pásmu 915 MHz, je zde však patrné ploché minimum S_{11} .

Tabulka 3 Srovnání naměřených hodnot parametru S_{11} se simulací

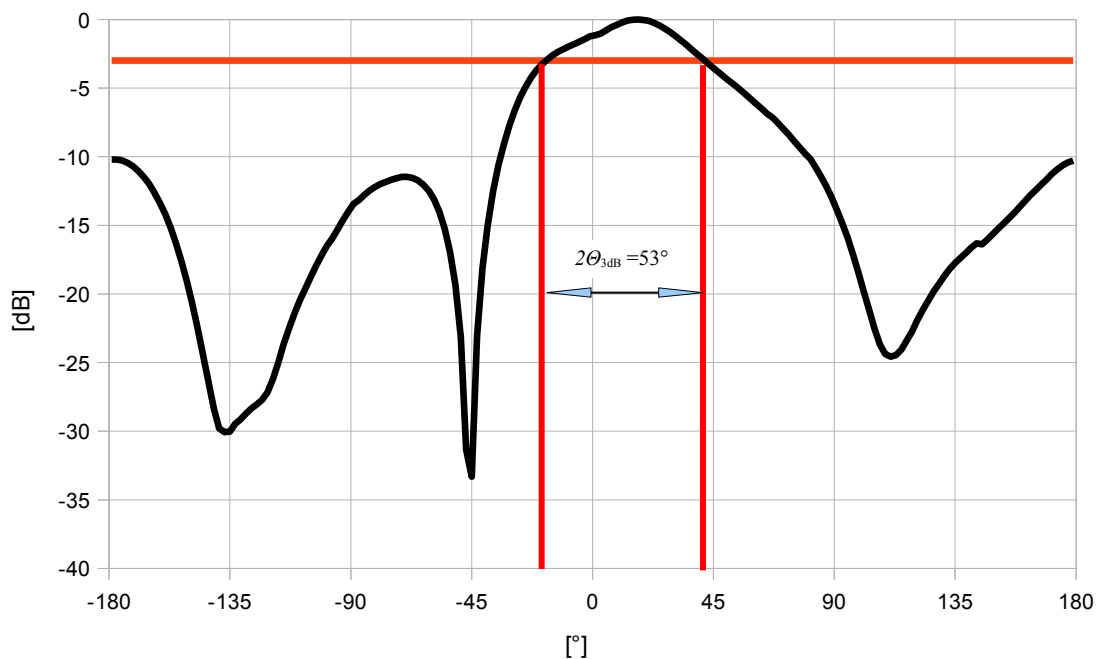
	simulace	naměřeno
$S_{11}@915\text{MHz}$ [dB]	-23	-15,3
$S_{11\text{min}}@$ 902 MHz až 9028 MHz	-27	-16
$B@915$ MHz [MHz]	14	9

7.2.2 Směrové vyzařovací charakteristiky

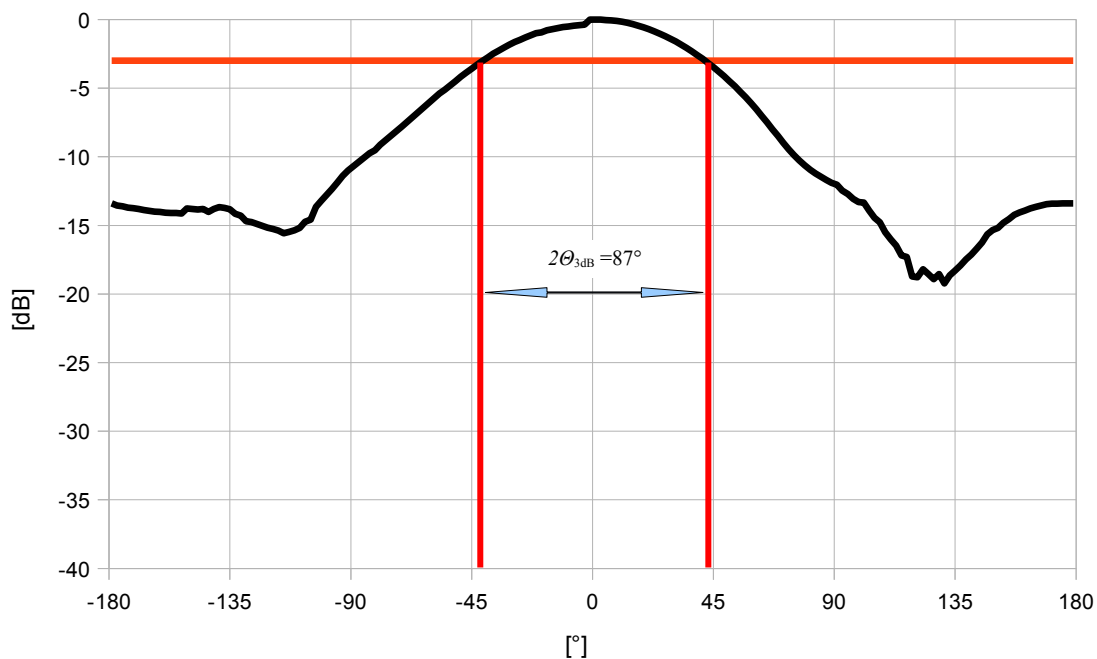
Dále bylo provedeno měření směrových vyzařovacích charakteristik v bezodrazové komoře. K měření bylo použito stejné vybavení jako v případě měření směrových vyzařovacích charakteristik anténní řady se dvěma flíčky.



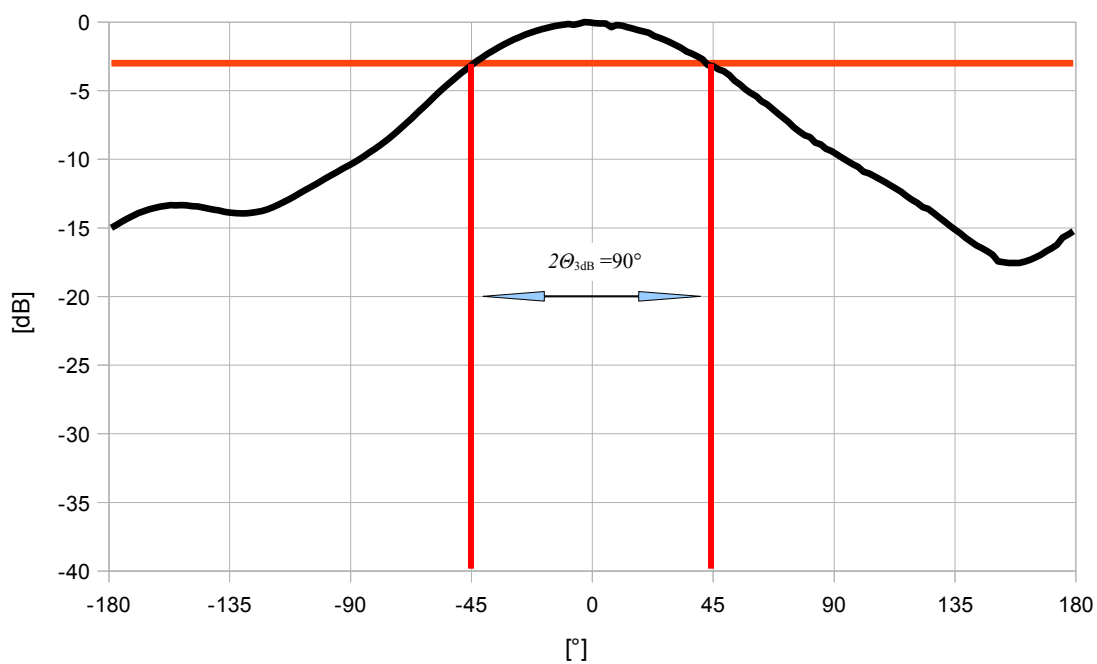
Obr. 73 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro horizontální polarizaci měřící antény a horizontální pozici anténní řady – vertikální řez



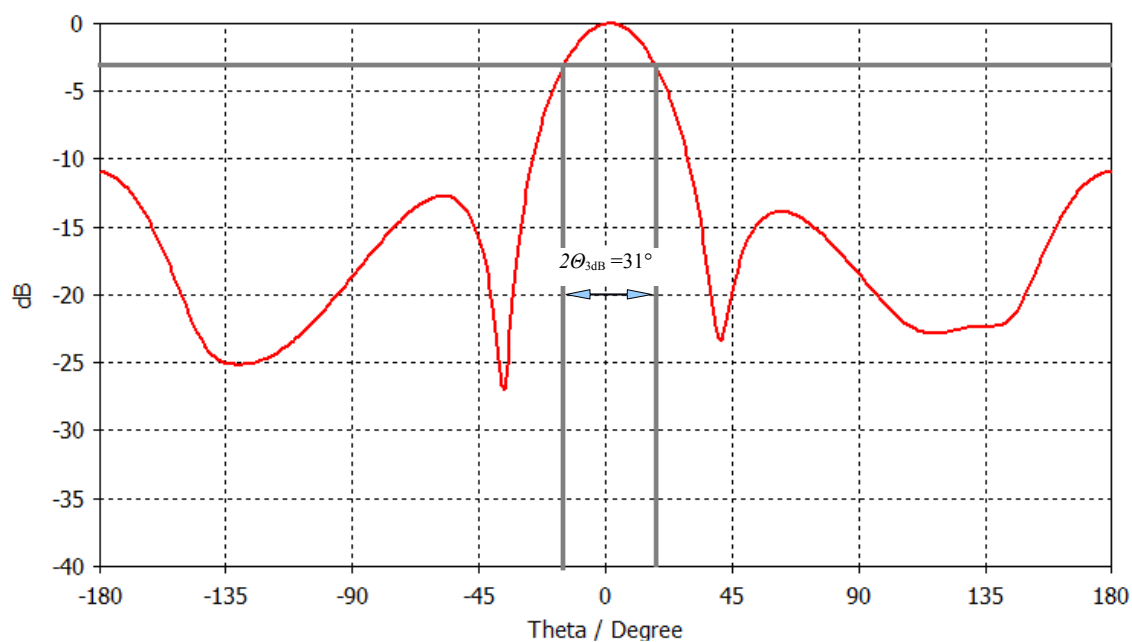
Obr. 74 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro vertikální polarizaci měřící antény a horizontální pozici anténní řady – vertikální řez



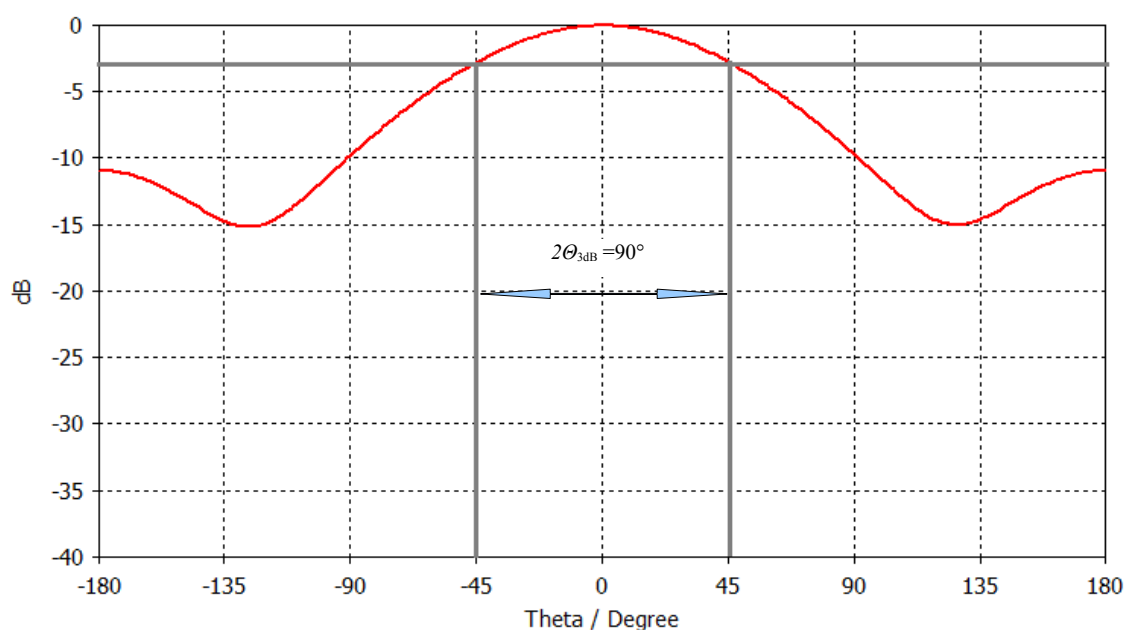
Obr. 75 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro horizontální polarizaci měřící antény a vertikální pozici anténní řady – horizontální řez



Obr. 76 Změřená normovaná směrová vyzařovací charakteristika pro vertikální polarizaci měřící antény a vertikální pozici anténní řady – horizontální řez



Obr. 77 Simulovaná normovaná směrová vyzařovací charakteristika – vertikální řez



Obr. 78 Simulovaná normovaná směrová vyzařovací charakteristika – horizontální řez

Ze změřených vyzařovacích charakteristik byla určena šířka hlavního laloku $2\Theta_{3dB}$ pro každý řez charakteristiky a polarizaci měřící antény. Pro vertikální řez a horizontální polarizaci vychází $2\Theta_{3dB} = 45^\circ$, pro vertikální polarizaci pak $2\Theta_{3dB} = 55^\circ$. Podle výsledku simulace by měla být šířka hlavního laloku $2\Theta_{3dB} = 31^\circ$. Výsledná šířka hlavního laloku je tedy u realizované antény o cca 14° až 24° větší. V horizontálním řezu vychází změřená $2\Theta_{3dB} = 90^\circ$ respektive $2\Theta_{3dB} = 90^\circ$ což odpovídá výsledkům simulace.

Činitel směrůvosti antény vyjádřený ze vztahu (13) činí

$$D = 10 \log \frac{35000}{2 \Theta_{H/V} \cdot 2 \Theta_{V/H}} = 10 \log \frac{35000}{45 \cdot 90} = 9,3 \text{ dBi}$$

a pro opačnou kombinaci polarizace a řezu

$$D = 10 \log \frac{35000}{2 \Theta_{V/V} \cdot 2 \Theta_{H/H}} = 10 \log \frac{35000}{53 \cdot 87} = 8,8 \text{ dBi}$$

Jako i v předchozím případě lze očekávat reálnou hodnotu nižší.

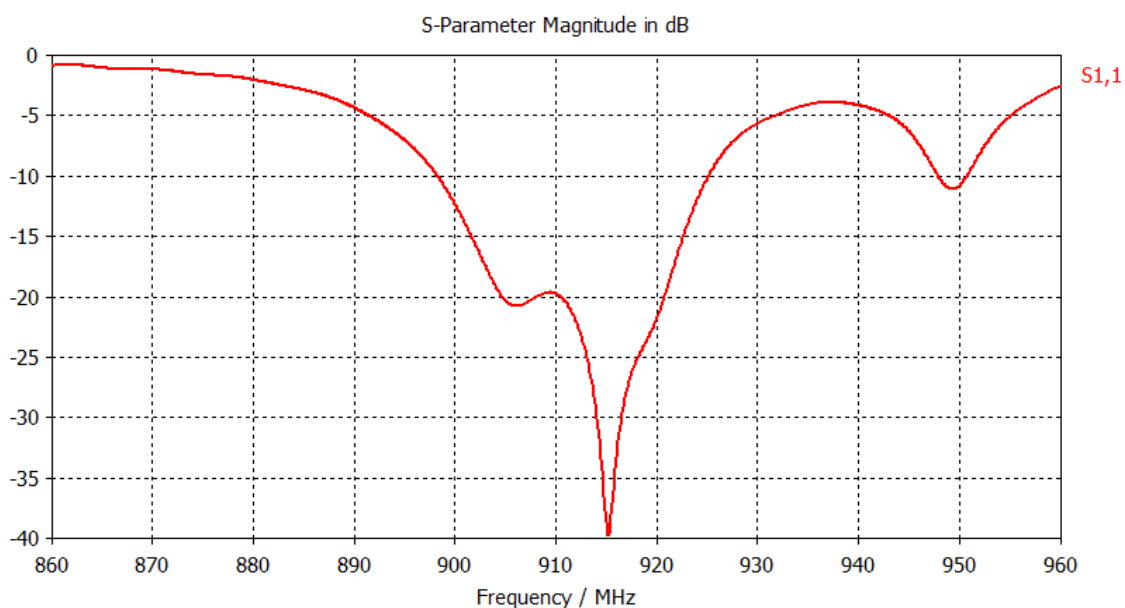
Tabulka 4 Srovnání naměřených hodnot šířky hlavního laloku se simulací

Polarizace /Řez	$2\Theta_{3\text{dB}} [^\circ]$	
	simulace	naměřeno
H/V	31	45
V/V		53
H/H	90	87
V/H		90

7.2.3 Odstranění nežádoucích rezonancí

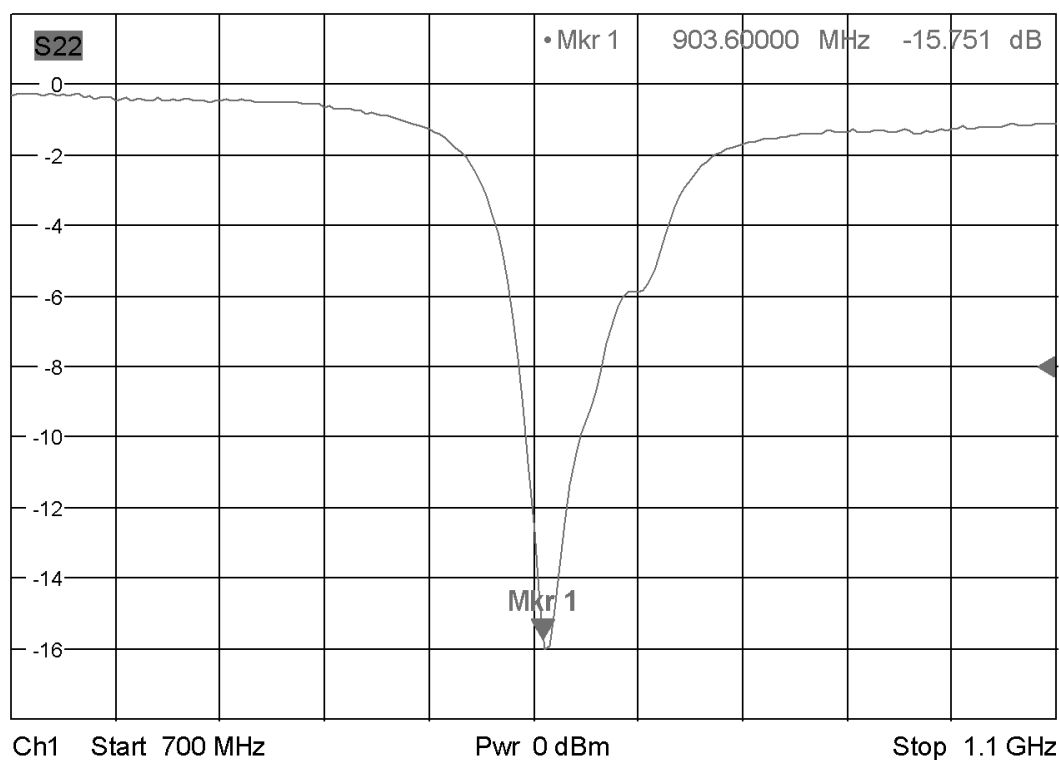
Za účelem odstranění nežádoucích rezonancí byla provedena úprava anténní řady. Úprava spočívala v prodloužení vzdálenosti mezi flíčky z původních 87,5 mm na hodnotu 125 mm přidáním úseku vedení dlouhého 37,5 mm vloženého mezi původní dílce.

Takto upravená anténa měla impedanci $Z = 43 + j31 \Omega$. Přizpůsobení k charakteristické impedanci zdroje $Z_0 = 50 \Omega$ bylo provedeno pomocí otevřeného pahýlu o délce 68 mm vzdáleného 40 mm od zátěže.



Obr. 79 Výsledek simulace průběhu S_{11} po změně vzdálenosti flíčků

Prodloužením vzdálenosti mezi fličky, vložím přidání úseku vedení, došlo ke změně průběhu S_{11} , k odstranění některých nežádoucích rezonancí. Bohužel, došlo též k rozladění antény a k markantnímu zúžení šířky pásma.



Obr. 80 Změřený průběh S_{11} po změně vzdálenosti fliček

Závěr

Byl navržen a simulován flíčkový zářič typu flíček s uříznutými rohy a anténní řady s tímto zářičem. V rámci simulací byly prozkoumány možnosti přizpůsobení anténních řad pomocí pahýlů a čtvrtvlnných transformátorů. Pro anténní řadu se dvěma flíčky bylo dosaženo nejlepších výsledků pomocí širokopásmového pahýlu kdy šířka pásma pro $S_{11} < -15$ dB dosahovala přibližně 16 MHz. Sériová anténní řada se třemi flíčky dosahovala nejlepších parametrů přizpůsobení s ohledem na šířku pásma při použití otevřeného pahýlu nejnižší hodnota S_{11} dosahovala -27 dB, na kmitočtu 915 MHz pak -22 dB, šířka pásma pro $S_{11} < -15$ dB, dosahoval hodnoty 14 MHz.

Sériová anténní řada se dvěma flíčky byla optimalizována na zisk a tvar vyzařovací charakteristiky, zejména potlačení bočních laloků, měla však horší osový poměr a vykazovala fázový posuv rozložení el. pole mezi flíčky.

Sériová anténní řada se třemi flíčky byla zoptimalizována na rozložení elektrického pole, její osový poměr činil 4 dB. Generovala tedy mírně eliptickou polarizaci.

Dále byly provedeny simulace čtvercové flíčkové antény s dvouportovým napájením a sériových anténních řad s tímto zářičem. V rámci simulací byly provedeny pokusy o optimalizaci rozložení elektrického pole. V žádném případě se nepodařilo dosáhnout dobrých výsledků. Rozložení elektrického pole, jeho intenzita i směr otáčení byly velmi závislé jak na rozměrech flíčku tak i na vzájemné vzdálenosti flíčků. Nejlepších, nikoli však uspokojivých, výsledků bylo dosaženo s anténní řadou složenou ze dvou flíčků. Na této řadě byly provedeny simulace impedančního přizpůsobení pomocí čtvrtvlnných transformátorů. Čtvrtvlnným transformátorem vloženým před dělič bylo dosaženo hodnoty S_{11} -21 dB a šířky pásma 6 MHz. Vložením impedančního transformátoru mezi dělič a anténní řadu došlo k rozladění antény.

Vzhledem ke špatným výsledkům simulací anténní řady s dvouportovým napájením bylo přistoupeno k realizaci sériové anténní řady s jednoportovým napájením. Byla realizována anténní řada se třemi flíčky přizpůsobená otevřeným pahýlem a anténní řada se dvěma flíčky přizpůsobená širokopásmovým pahýlem.

Realizovaná anténní řada se dvěma flíčky vykazovala vcelku dobré přizpůsobení, průběh parametru S_{11} se však lišil od simulace ostrým minimem. Šířka pásma přizpůsobení činila 9 MHz což je o 7 MHz méně než vyšlo simulací. Šířka hlavního vyzařovacího laloku této řady odpovídala výsledkům simulace.

Realizovaná anténní řada se třemi flíčky dosahovala hodnoty S_{11} -16 dB průběh měl plošší minimum než u předchozí řady. Zjištěná hodnota je o 9 dB vyšší než odpovídá výsledkům simulace. Šířka pásma přizpůsobení činila 9 MHz, tedy o 5 MHz méně než hodnota vzešlá ze simulace. Šířka hlavního laloku směrové vyzařovací charakteristiky ve vertikálním řezu u realizované řady vykazovala oproti simulaci značnou odchylku.

Reference

- [1] LUKEŠ, Zbyněk. Antény s kruhovou polarizací. *Antény a jejich aplikace* [online]. [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MASV/downloads/Lecture07.pdf>
- [2] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z. a RAIDA, Z. Elektromagnetické vlny a vedení. Skriptum FEI VUT Brno. VUTUM Brno, 1999
- [3] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z. Antény a šíření rádiových vln Přednášky. Skriptum FEI VUT Brno. MJ servis, s.r.o., Brno, 2001
- [4] Úvod do technologie RFID. DOLEŽAL, L. *RFID-EPC* [online]. [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: <http://www.rfid-epc.cz/download/prezen/RFIDWorkingGroup-UvodDoTechnologie.pdf>
- [5] *RFID portál*. PROJECT INVEST, spol. s r. o. [online]. [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: <http://www.rfidportal.cz/>
- [6] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005, 1117 s. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [7] LEE, Kai Fong a CHEN, Wei. *Advances in microstrip and printed antennas*. New York: Wiley, 1997, 599 s. ISBN 04-710-4421-0
- [8] DOBKIN, Daniel Mark. *The RF in RFID: passive UHF RFID in practise*. Burlington: Newnes, 2008, 493 s. ISBN 978-0-7506-8209-1.
- [9] Internetová stránka *Microstrip Line Calculator*. [online] Dostupné z: www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm
- [10] Internetová stránka *Quarter wavelength transformer*. Amanogawa. [online] <http://www.amanogawa.com/archive/QuarterLambda/QuarterLambda-2.html>
- [11] Internetová stránka *Single stub tuning*. <http://www.amanogawa.com/archive/SingleStub/SingleStub-2.html>

Seznam zkratek a symbolů

λ	Vlnová délka
λ_0	Vlnová délka ve vakuu
Z	Impedance
Z_0	Charakteristická impedance
Z_L	Impedance zátěže
f	Kmitočet
f_r	Rezonanční kmitočet
cc	Rychlost světla
S_{11}	Činitel odrazu na vstupu
ϵ_{reff}	Efektivní permitivita substrátu
ϵ_r	Relativní permitivita
$tg\delta$	Ztrátový činitel
B	Šířka pásma
S	Plošný obsah
$2\theta_{3dB}$	Šířka hlavního laloku směrové vyzařovací charakteristiky
D	Činitel směrovosti
h	Tloušťka substrátu
w	Šířka mikropásku
t	Tloušťka pokovení substrátu
a	Strana čtverce flíčku
a_v	Strana vzniklá oříznutím čtverce flíčku